SERVICE HANDBUCH
SERVICE MANUAL

NORDMENDE
THOMSON TECHNOLOGY
TV
COLLECTION

FFS-Chassis F 23-11
FFS-Chassis F 24-11
mit/con/with IMC 5

F 23-11

Futura 55 C-VT – 991.611 A/E
Futura 5501 – 991.611 J
Spectra C 55 F – 991.612 A
Spectra CV 5501 – 991.613 K
Spectra Stereo 6405 IMC – 991.641 A/J/E
Spectra Stereo 6405 VT – 991.642 B/F
Spectra Stereo 6405 NIC – 991.643 G
Spectra S 63 VT – 991.651 E
Spectra S 63 NIC – 991.652 F
Spectra CV 630 – 991.653 J
Spectra Stereo 6408 IMC – 991.661 A/J/E
Spectra Stereo 6408 VT – 991.662 B/F
Spectra Stereo 6408 NIC – 991.663 G
Spectra S 72 VT – 991.672 E
Spectra S 72 NIC – 991.673 F
Spectra CV 720 – 991.674 J

F 24-11

Spectra Color 3405 IMC – 991.630 A/E/J
Spectra Color 3405 VT – 991.631 F
Spectra M 631 – 991.635 J
Futura 63 BSP – 991.637 J
Spectra Color 3408 IMC – 991.660 E/J
Spectra Color 3408 VT – 991.665 F

Diese Angaben und Hinweise sind ausschließlich für den Service des Fachhändlers bestimmt · Änderungen vorbehalten · Sämtliche Urheberrechte an diesen Texten und Zeichnungen stehen uns zu. Nachdrucke, Vervielfältigung – auch auszugsweise – nur mit unserer vorherigen Zustimmung zulässig. Alle Rechte vorbehalten. Questi dati e queste istruzioni sono riservati ai tecnici del servizio assistenza · Con riserva di modifiche
These instructions are for service dealers only · Subject to modification

Inhaltsverzeichnis

Kapitel: **Seite**

A. Schaltungsbeschreibung

1. Schaltnetzteil ... 3
2. IR Fernbedienung ... 9
3. IR Vorverstärker ... 10
4. Mikrocomputergesteuerte Bedienungselektronik ... 10
5. VHF/UHF Tuner mit PLL ... 11
6. Ton-Signalverarbeitung und Muteschaltung ... 12
7. Video-Signalverarbeitung ... 14
8. Horizontal-Ablenkstufe mit Ost-West-Korrekturschaltung ... 19
9. Vertikal-Ablenkstufe mit Schutzschaltung ... 22
10. Nord-Süd Modul ... 23
11. Schutzschaltung ... 25

Service-Hinweise ... 26

B. Schaltungen

Chassis F24 / ICC 7 MONO ... 27 - 31
Tuner MM-2015 (Hyperband) ... 32
Bild-ZF IF 2139 (Multinorm) ... 33 - 34
Fernbedienung, Bedienteil und Mikroprozessor ... 35 - 36
Leiterplatte Grundplatte ... 37 - 38
Chassis F 23 / ICC 7 STEREO ... 39 - 44
Videotext-Decoder DVT 2012 / 2014 ... 45 - 46
Leiterplatte Videotext-Decoder DVT 2012 / 2014 ... 47
SCART-Anschlußplatte SCI 2010 ... 47
Leiterplatte Nord-Süd Modul ... 48
Leiterplatte SCART SCI 2020 ... 48
Nord-Süd-Modul NS 7000 ... 49
Bildröhren-Leiterplatte CRT 7000 ... 50
Leiterplatte CUT OFF Modul CDI 2000 ... 50
Bild-ZF 2141 ... 51
Leiterplatte Ton-Baustein NICAM NI 2000 ... 51
Schaltbild Ton-Baustein NICAM NI 2000 ... 52 - 53
Leiterplatten Tuner BG - 2003 C / MM - 2015 ... 54
Leiterplatte ZF-Verstärker IF 2109 / 2100 ... 54
Service-Einstellungen ... 55
Service-Lageplan ... 55

Index

Section: **Page**

A. Circuit description

1. Switch mode power supply ... 3
2. IR remote control ... 9
3. IR receiver ... 10
4. Electronic control system ... 10
5. VHF/UHF Tuner with PLL ... 11
6. Demodulator and mute circuit ... 12
7. Video signal circuit ... 14
8. Horizontal deflection circuit ... 19
9. Vertikal deflection stage and protection ... 22
10. North - South Module ... 23
11. Protection circuit ... 25

Service Notes ... 26

B: Circuit diagrams

Chassis F24 / ICC 7 MONO ... 27 - 31
Tuner MM-2015 (Hyper band) ... 32
IF 2139 (Multinorm) ... 33 - 34
Remote control, control unit and microprozessor ... 35 - 36
Chassis base board ... 37 - 38
Chassis F 23 / ICC 7 STEREO ... 39 - 44
Teletext decoder DVT 2012 / 2014 ... 45 - 46
P.C.B. teletext decoder DVT 2012 / 2014 ... 47
P.C.B. SCART SCI 2010 ... 47
P.C.B. North-south module ... 48
P.C.B. SCART SCI 2020 ... 48
North-south- modul NS 7000 ... 49
CRT 7000 ... 50
P.C.B. Cut off module CDI 2000 ... 50
Picture IF 2141 ... 51
P.C.B. Sound modul NICAM NI 2000 ... 51
Sound module NICAM NI 2000 ... 52 - 53
P.C.B. Tuner BG - 2003 C / MM - 2015 ... 54
P.C.B. IF 2109 / 2100 ... 54
Service adjustments ... 55
Service plan ... 55

1. Schaltnetzteil

1.1 Eigenschaften

Die Schaltung des Netzteiles im ICC 7 (F23/F24) Color-TV Chassis beruht auf dem bereits bewährten Konzept des IKC 2 (F19/F20) Chassis. Die wichtigsten Merkmale sind:

- –Die Frequenz des Schaltnetzteiles ist zeilensynchron.
- –Der Schalttransistor wird mittels einer Pulsweiten-Modulation (PWM) gesteuert.
- –Der Abschaltzeitpunkt des Schalttransistors fällt in den Zeilenrücklauf. Die in diesem Augenblick auftretenden parasitären Felder haben keinen sichtbaren Einfluß auf die Bildqualität.
- –Das Netzteil arbeitet auch im Standby-Betrieb. Ein zusätzlicher Netztransformator wird nicht benötigt.
- –Großer Betriebsspannungsbereich

1.2 Schaltnetzteil-IC TEA 2261

Herzstück des ICC7 Schaltnetzteiles ist ein monolithisch integrierter Schaltkreis TEA 2261 von SGS-Thomson. Dieser Baustein enthält alle Funktionen um ein Schaltnetzteil im Normal-Betrieb, im Standby, bei Übergangszuständen (Anlauf, Abschalten) oder abnormalen (Überlast-) Zuständen zu steuern.
Das TEA 2261 enthält 8 Funktionsblöcke:

1. Erzeugung von Spannungsreferenz und internen Steuer- und Betriebspannungen
2. RC-Oszillator
3. Fehlerverstärker
4. Pulsweiten-Modulatoren
5. "Is"-Logik zur Messung des Entmagnetisierung zustandes des Wandlertrafos
6. Überstrombegrenzung- und Abschaltung
7. Logikblock
8. Ausgangsstufe

1.2.1 Spannungsreferenz und interne V_{CC} Erzeugung

Sobald V_{CC} 4 V überschreitet, wird eine interne Referenzspannung von 2,5 V erzeugt.
$V_{CC\,INT}$ wird stabil, wenn V_{CC} 10,3 V erreicht.
Dieser Block erzeugt zusätzlich Initialisierung und Steuersignale für den Logik-Block:

- $V_{CC\,(Start)}$: 10,3 V (RESET und Freigabe des Logik Blocks, Freigabe der PWM)
- $V_{CC\,(Stop)}$: 7,4 V (RESET Logik Block, Sperren der PWM)
- $V_{CC\,(Max)}$: 15,7 V (Überspannungsschwelle für V_{CC})

1. Switched Mode Power Supply (SMPS)

1.1 Features

The concept of the SMPS used in the ICC 7 (F 23/F24) Color TV Chassis is based on the approved IKC 2 (F19 / F20) chassis power supply. The main features are:

- –The power supply's switching frequency is locked to line frequency.
- –The switching transistor is controlled with a pulse-width-modulation (PWM).
- –The switch-off moment of the switching transistor coincides with the horizontal blanking time. The at that time occuring parasitic fields do not have visible influence to the picture quality
- –The power supply operates in stand-by mode, no separate standby transformer is needed.
- –Large operation range
  reliable through integrated circuit

1.2 SMPS-IC TEA2261

Heartpiece of the ICC 7 power supply is a monolithic integrated circuit TEA2261, manufactured by SGS-Thomson. This IC provides all functions required for SMPS control under normal operation, transient and abnormal conditions.

The IC contains 8 function blocks:

1. Voltage reference and internal V_{cc} generation
2. RC-oscillator
3. Error amplifier
4. Pulse-Width-Modulators
5. Is'-logic for transformer demagnetisation check
6. Overcurrent safety unit
7. Logical block
8. Output stage

1.2.1 Voltage Reference and Internal V_{cc} Generation

As soon as Vcc exceeds 4 V, an internal VRef of 2.5 V is generated. $V_{cc(int)}$ becomes stable at V_{cc} 10.3 V.
This block also generates initialisation and control signals for the logical block:

- $V_{cc(start)}$: 10.3 V (resets and enables logical block, enables PWM)
- $V_{cc(stop)}$: 7.4 V (resets logical block, disables PWM)
- $V_{cc(max)}$: 15.7 V (Overvoltage threshold for V_{cc})

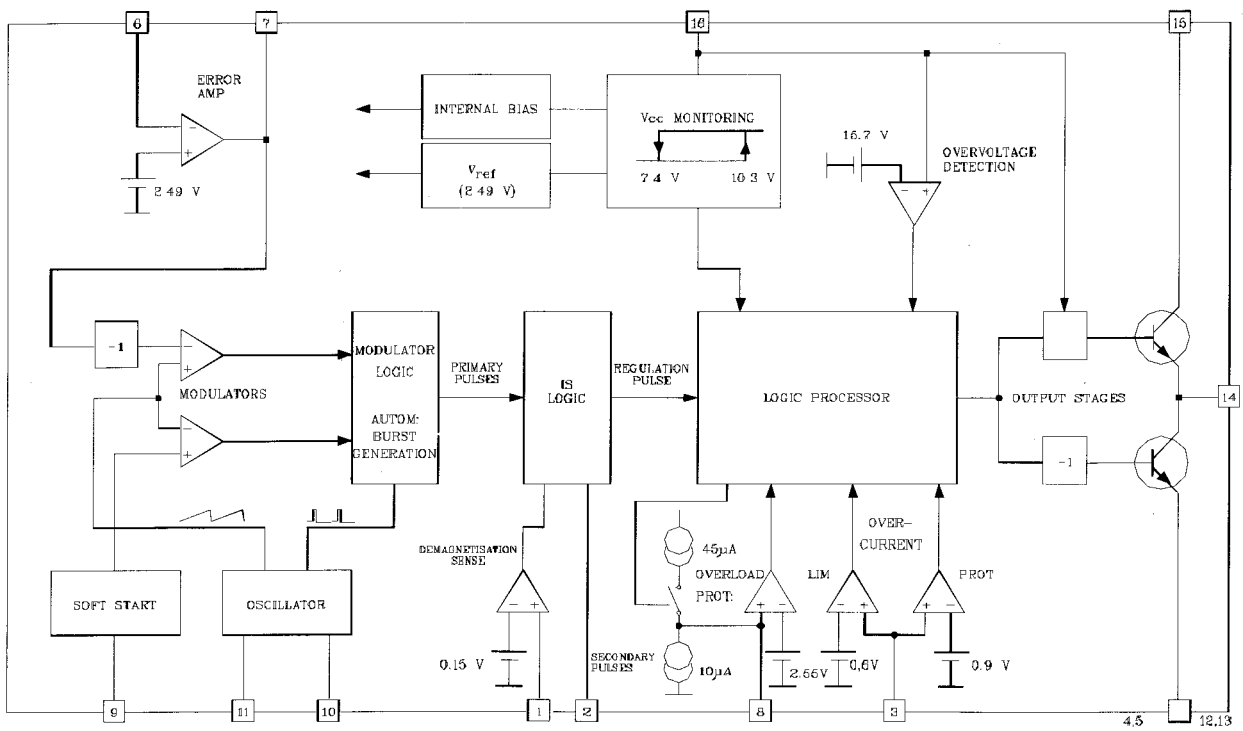


Abb./Fig. 1 Blockschaltbild TEA 2261/ Block diagram TEA 2261

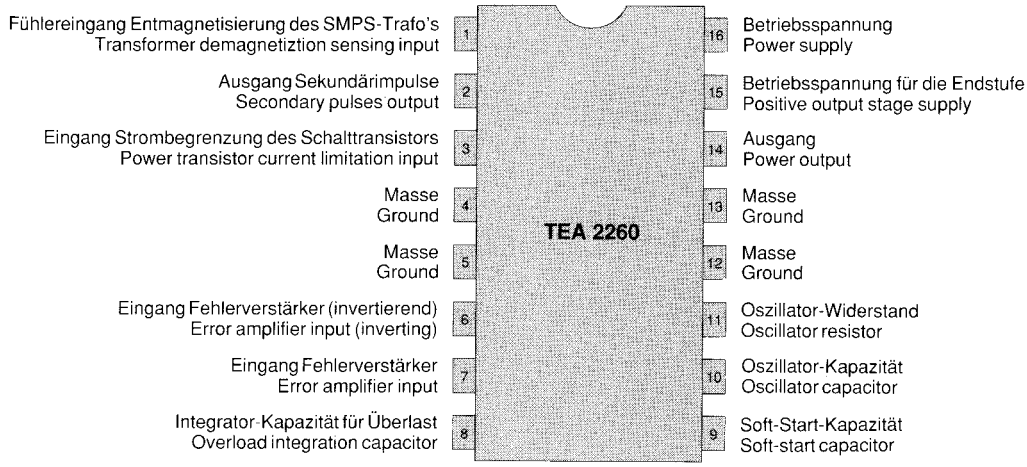


Abb./Fig. 2 Pinbelegung TEA 2261 / Pin layout TEA 2261

1.2.2 Oszillator

Mittels einer internen Stromspiegelschaltung wird CP 13 mit einem durch RP 13 definiertem Strom geladen. Bei einer Ladung von 2/3 $V_{CC\ INT}$ (=3,3 V) wird CP 13 über einen internen 2 kOhm Widerstand entladen. Der Entladevorgang wird abgebrochen, wenn die Ladung 1/3 $V_{CC\ INT}$(=1,6 V) erreicht hat. Dann wird der Ladevorgang von neuem eingeleitet. Der so erzeugte Sägezahn wir den Pulsweiten-Modulatoren als Trägerfrequenz zugeführt und dient den Logikstufen als Taktsignal.

1.2.3 Fehlerverstärker

Der Fehlerverstärker besteht im wesentlichen aus einem Operationsverstärker. Der Ausgang und der invertierende Eingang sind von außen durch die Pins 7 und 6 zugänglich. Pin 6 ist der Eingang für das Vergleichssignal ("Ist-Information") des Primär-Regelkreises.
Der nichtinvertierende Eingang ist intern mit V_{REF} bzw. 0,9 x V_{REF} während der Burst-Zeit. Um die richtige Phasenlage zu erhalten, folgt ein Inverter.

1.2.4 Pulsweiten-Modulatoren

Der erste Pulsweiten-Modulator ist ein Komparator, der mit dem Ausgangssignal des Fehlerverstärkers und dem Sägezahn des Oszillators angesteuert wird. Das Ausgangssignal des Modulators, eine Pulsweiten-Modulation, bestimmt die Ladezeit des Wandlertrafos.
Der zweite Modulator ist ein Komparator, der mit dem Sägezahn des Oszillators und einer internen Festspannung ($V_{TON\ MAX}$) angesteuert wird. Das Ausgangssignal des Modulators ist eine PWM mit dem maximal erlaubten Tastverhältnis (PWM $_{MAX}$). Während der Anlaufphase des Netzteiles erzeugt der zweite Modulator in Verbindung mit der externen Kapazität CP 19 (Pin 9) eine PWM mit kontinuierlich ansteigendem Tastverhältnis um ein sanftes Anlaufen des Netzteiles zu gewährleisten (Soft Start).

1.2.5 Softstart

Von t1 bis t2 ist die PWM am Pin 14 gesperrt, da die resultierende Pulsbreite den Transistor nicht sicher steuern könnte. CP 19 wird mit 180 µA geladen. Wenn die Spannung über CP 19 1,5 V erreicht hat (t2), wird der Ladestrom auf 9 µA reduziert und nun erscheinen am Pin 14 die ersten kurzen Ansteuerimpulse. Das Tastverhältnis steigt nun mit der Ladung von CP 19 an. Wenn die Ladung 2,7 V erreicht, wird das Tastverhältnis auf 60:40 begrenzt (PWM $_{MAX}$).
Dieser Softstart wird nicht beim Einschalten des Gerätes per Software (Fernbedienung, Tastatur, usw.) benutzt.

1.2.2 Oscillator

By means of an internal current mirror circuitry CP13 is charged with a current, that is defined by RP13. At a charge of 2/3 $V_{cc(int)}$ (=3.3V) CP13 is discharged into an internal 2 kOhm resistor. The discharge is stopped when the voltage reaches 1/3 $V_{cc(int)}$ (=1.6V). Then the linear charge starts again. The resulting sawtooth is supplied as the carrier frequency to the pulse-width-modulators and as a clock signal to the logical stages.

1.2.3 Error Amplifier

The error amplifier is made of an operational amplifier. The output and the inverting input are accessible through pins 7 and 6. Pin 6 is the input terminal for the comparison voltage during the primary regulation time. The noninverting input is internally connected to VRef (or 0.9 x VRef during burst time). Before driving the pulse-width-modulator, in order to get the appropriate phase, the error amplifier is followed by an inverter.

1.2.4 Pulse-Width-Modulators

The first pulse-width-modulator is a comparator fed by the output signal of the error amplifier and the oscillator output. The modulator's output signal, a PWM, is used to determine the loading time of the converter transformer. The second modulator is a comparator fed with the oscillator output and an internal fixed voltage ($V_{Ton\,max}$) to generate a maximum duty cycle signal (PWM_{MAX}). Furthermore, during the starting phase of the SMPS, in association with an external capacitor (CP19, Pin 9), this PWM generates an increasing duty cycle, thus allowing a soft start of the SMPS.

1.2.5 Softstart

From t1 to t2 no output pulses appear at pin 14, CP 19 is charged with 180µA. When CP 19 voltage reaches 1.5 V the loading current is reduced to 9 µA, output pulses appear and the duty cycle increases with the rising charge of CP 19. When the voltage reaches 2.7 V the duty cycle is limited to 60%. Under established conditions CP 19 is charged to 3.1 V.
This softstart is not used when the set is started by the microcomputer (with remote control, local keyboard etc.)

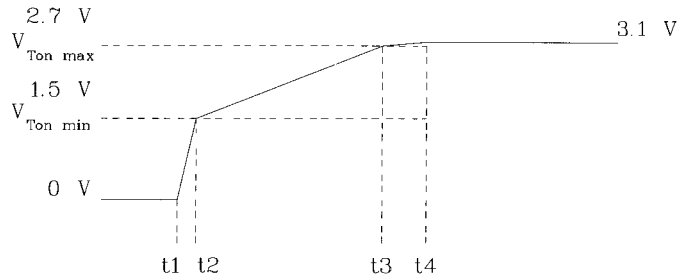


Abb./Fig.3

1.2.6 'IS'-Logik

Beim Übergang vom Standby zum Normalbetrieb des Netzteils können Ansteuerimpulse vom Sekundärregler und vom Primärregler gleichzeitig auftreten. Da diese Impulse asynchron zueinander sind, kann der Schalttransistor zerstört werden. Die 'IS'-Logik wird aktiviert wenn Primär- und Sekundär-Ansteuerimpulse gleichzeitig auftreten. Die 'IS'-Logik selber besteht im wesentlichen aus zwei D-Flipflops und einigen Gattern.
Liegt ein Ansteuersignal an, wird das dazugehörige Flipflop gesetzt, um das jeweils andere Ansteuersignal zu sperren. Beide Flipflops werden durch die negative Flanke von U_{AUX} (Pin 1) zurückgesetzt. Mittels des Komparators am Pin 1 kann die Entmagnetisierung des Wandlertrafos gemessen werden.

1.2.7 Überstromschutzschaltung

Der Strom durch den Schaltransistor wird als proportionaler Spannungsabfall über den Emitterwiderständen RP 40 - RP 45 gemessen. Messeingang ist der Pin 3. Die Auswertung erfolgt durch eine Schaltung mit zwei Schwellwertstufen.
Ist der erste Schwellwert (Pin 3>0,6 V <0,9 V) überschritten, werden zwei Funktionen ausgeführt. Zuerst wird der Schalttransistor sofort gesperrt. Erst der nächste Ansteuerimpuls kann ihn wieder einschalten (Dyn. Pulsbreiten-Begrenzung). Als zweites wird für die Zeit, in der ein Überstrom festgestellt wird, CP 27 (am Pin 8) mit 35 µA geladen. Im normalen Betrieb wird CP 27 kontinuierlich mit 10 µA entladen. Wird CP 28 im Falle eines Überstromes auf über 2,6 V aufgeladen, werden die Ansteuerimpulse gesperrt und das Schaltnetzteil abgeschaltet. Ein erneutes Anlaufen des Netzteiles erfolgt erst, wenn V_{CC} kleiner als 7,4 V ($V_{CC\ STOP}$) geworden ist, d.h. das Gerät mit dem Netzschalter aus und dann wieder eingeschaltet wird. Aufgrund dieser Eigenschaften werden vorübergehende Überlastzustände toleriert.
Im Falle einer starken Überlast oder eines Kurzschlusses steigt der Strom durch den Transistor trotz der Pulsweiten-Begrenzung weiter an. Wird der zweite Schwellwert (Pin 3>0.9 V) überschritten und CP27 ist auf über 2,6 V aufgeladen, schaltet das Netzteil endgültig ab und kann erst nach Ausschalten des Gerätes mit dem Netzschalter wieder aktiviert werden.

1.2.6 'Is'-Logic

During the transition from stand-by to the normal operation modus, conduction pulses from the secondary regulator occur concurrently with those from the primary regulator. These pulses are asynchronous and this may be dangerous to the switching transistor. The Is-logic is activated when primary as well as secondary pulses are present. The Is-logic block comprises mainly of two D-flip-flops and gates. When a conduction signal arrives, the corresponding flip-flop is set in order to inhibit a conduction signal coming from the other regulation loop. Both flip-flops are reset by the negative edge of U_{AUX} applied to the demagnetisation sensing input (Pin 1).

1.2.7 Overcurrent Safety Circuit

The current through the switching transistor is measured by means of resistors RP 40 to RP 45, inserted in the emitter of the transistor. The voltage obtained is applied to pin 3. The overcurrent safety unit is a double threshold device.
When the first threshold (Pin 3>0.6V) is reached two actions are carried out. At first the power transistor is immediately switched off (dyn. pulse-width limitation). A new conduction pulse is necessary to switch on again.
Second, for the same time period as the overcurrent is sensed, CP 27 (at pin 8) is charged with 35 µA. In normal operation CP 27 is continously discharged with 10 µA. The capacitor CP 27 is charged as long as an overload is triggering the first threshold. When the voltage across CP 27 reaches 2.6 V, the output pulses at pin 14 are inhibited and the SMPS is blocked. A restart may only be obtained by decreasing Vcc below the Vcc(stop) threshold to reset the IC. Due to this feature, a transient output overload is tolerated.
In case of a hard overload or short circuit, despite the pulse-width limitation, the current in the power transistor continues to increase. If the second threshold (pin 3>0.9 V) is passed and CP 27 is charged to more than 2.6 V the power supply is also definitely blocked and can only be restarted if the IC is reset completely by switching off the mains voltage.

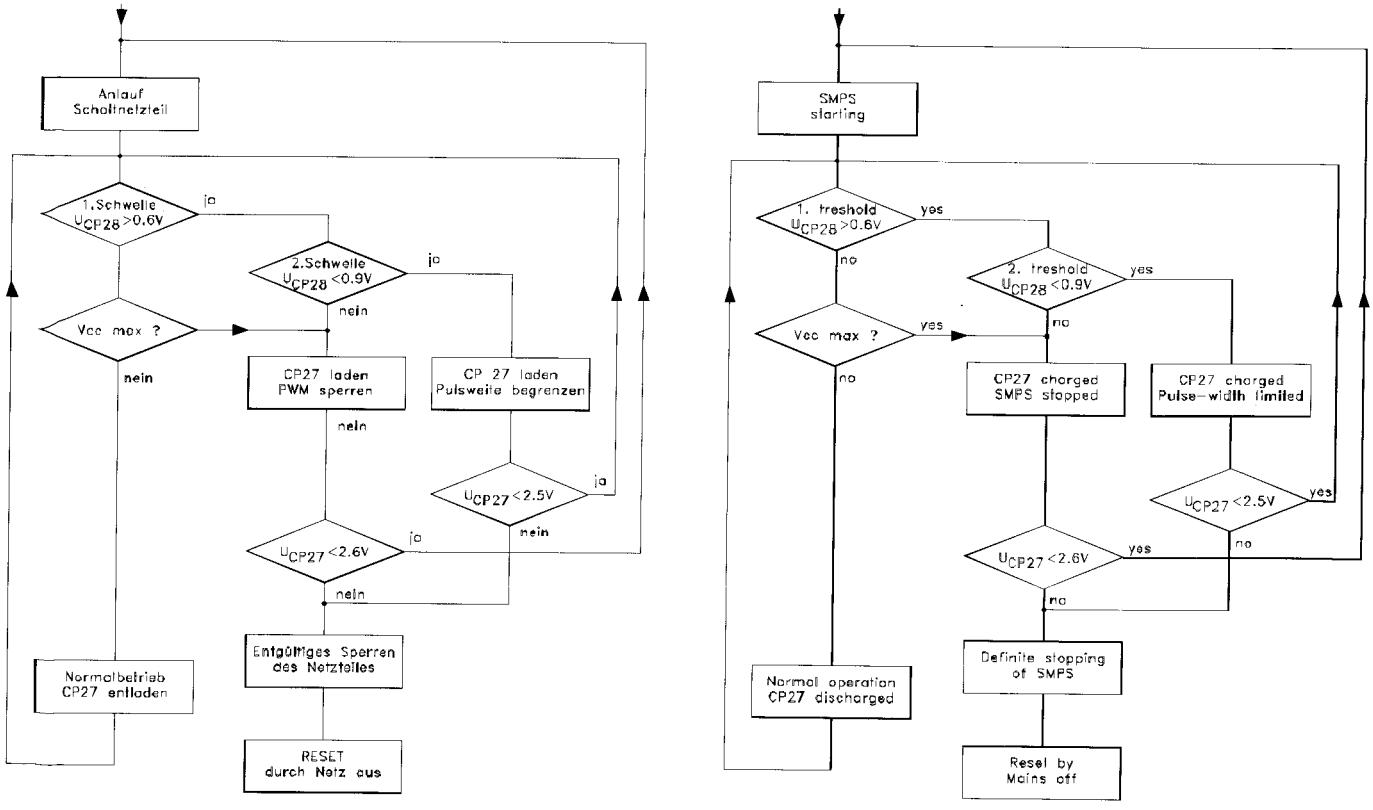


Abb./Fig.4

1.2.8 Logikblock

Der Logikblock faßt die Steuersignale und Schutzfunktionen zusammen und erzeugt aus diesen das endgültige pulsbreitenmodulierte Ansteuersignal für den Schalttransistor.

1.2.9 Ausgangsstufe

Die Ausgangsstufe besteht aus einem Gegentaktschalter ("Push-Pull"-Schaltung). Der obere Transistor aktiviert den Schalttransisitor, der untere sperrt den Schalttransistor.

1.3 Betriebsarten

Das TEA 2261 unterstützt beide Betriebsarten des Schaltnetzteiles: Normalbetrieb und Standby. Die Umschaltung zwischen beiden Betriebsarten geschieht automatisch und ist vom Energiebedarf des Gerätes abhängig.

1.3.1 Burst Modus

Im Standby Betrieb ist der Energiebedarf des Gerätes sehr niedrig. Die Horizontal-Endstufe ist abgeschaltet und erzeugt keine Triggerimpulse für den sekundären Pulsweiten-Modulator. Das Schaltnetzteil arbeitet nun in Primär-Regelung und Burst Modus. Die Regelung wird über die U_{AUX}, einer Spannung aus der primärseitigen Hilfswicklung (Pins 10/9) des Wandlertrafos LP 36 durchgeführt.

1.3.2 Normalbetrieb

Im Normalbetrieb vergleicht ein Pulsweiten-Modulator auf der Sekundärseite die Systemspannung mit einer Referenz und erzeugt eine PWM, die durch die Zeilenfrequenz synchronisiert wird. Diese PWM wird über einen Impulstransformator auf die Primärseite gebracht und als Ansteuersignal für den Schalttransistor benutzt.

1.4 Schaltungsbeschreibung des Schaltnetzteiles

1.4.1 Anlauf

Die Netz-Wechselspannung gelangt über das Netzfilter LP 01 auf die Gleichrichterbrücke DP 01 bis DP 04. Nach der Siebung in CP 06 wird die Gleichspannung auf die primäre Ladewicklung des Wandlertrafos LP 36 gegeben. Schalttransistor TP 29 sperrt noch, es kann kein Ladestrom fließen. Über RP 06 lädt eine Halbwelle der Netzspannung CP 22. Mit etwa +10.3 V am Pin 16 des IC IP 01 erscheinen am Pin 14 die ersten Ansteuerimpulse für den Schalttransistor. Diese Impulse werden mit CP 24 auf die Basis des TP 29 gekoppelt. Die Dioden DP 24, DP 26 und DP 27 begrenzen die Ladung von CP 24 auf ca. 2.1 V. LP 28 formt den Basisstrom. Dieses ist besonders während der Abschaltphase des Transistors wichtig.
Ist TP 29 durchgeschaltet, fließt ein Ladestrom durch LP 36 und Energie wird gespeichert. Am Ende des Leitendimpulses wird CP24 über den (unteren) Abschalttransistor in der Ausgangsstufe des IP01 an Masse gelegt. Der Entladestrom von CP 24 erzeugt einen negativen Impuls an der Basis von TP 24. TP 24 sperrt. Die gespeicherte Energie wird auf die Sekundärseite des Netzteiles übertragen. Die Sekundär-Versorgungsspannungen und auch U_{AUX} bauen sich auf. Die primäre Versorgungsspannung U_{AUX} übernimmt die Versorgung des IP 01.
Im Speicher des Bedienteil-Mikrocomputers (IR 01) ist eine Einschaltinformation abgelegt. Entsprechend diesem sog. Einschaltbit bleibt das Color-TV Gerät in Standby oder wird über Pin 20 des Mikrocomputers vollständig eingeschaltet.

1.4.2 Standby-Betrieb

Der Pin 20 des Mikrocomputer zeigt einen H-Pegel. TR 16 und TR 18 sperren und unterbrechen die Versorgungsspannung zum Horizontal-Oszillator im IV 01. Der Sekundärregelkreis ist abgeschaltet und der Primärregelkreis wird aktiviert. Weil die Energieaufnahme des Gerätes sehr niedrig ist, ist auch die Einschaltzeit des Schalttransistors sehr kurz. Um definierte Schaltbedingungen zu behalten, wird der Schalttransistor nun mit Bündeln (Bursts) von Ansteuerimpulsen versorgt. Diese Impulsbündel werden im IP 01 mit Hilfe von Pulsweiten-Modulatoren erzeugt.

1.2.8 Logical Block

This block receives the safety signals from the different blocks and inhibits the PWM if necessary.

1.2.9 Output Stage

The output stage is made of an push-pull configuration: the upper transistor activates the power transistor, the lower transistor is used for the power transistor switch-off.

1.3 Operation Modes

The TEA 2261 supports both operation modes of the SMPS: stand-by and normal operation. The switching between both modes is done automatically and depends on the energy demand of the TV-set.

1.3.1 Burst Mode

In stand-by mode the power consumption of the TV-set is very low. The horizontal output stage is shut down and produces no trigger pulses for the secondary pulse-width-modulator. The power supply operates now in primary regulation and burst mode. The regulation is provided through the detection of U_{AUX}, a voltage coming from an auxiliary winding on the primary side of the converter transformer LP 36 (pins 10/9).

1.3.2 Normal Mode

In the normal mode a pulse-width-modulator on the secondary side compares the system voltage with a reference and produces regulation pulses that are synchronised with the horizontal flyback signal. This PWM is transfered with a pulse transformer to the primary side and used as a control signal for the power transistor.

1.4 Circuit Desciption SMPS

1.4.1 Start-Up

Mains-AC is supplied via the mains filter LP 01 to the rectifier bridge DP 01 to DP 04. After smoothing in CP 06 the DC is given to the primary loading winding of converter transformer LP 36. Switching transistor TP29 is still blocked, no current can flow. Via RP 06 a half-wave of the mains AC charges CP 22. With about +10.3 V at pin 16 of IC IP 01, first conducting pulses appear at pin 14. The pulses are coupled with CP 24 to the base of TP 29, the switching transistor. Diodes DP 24, DP 26 and DP 27 limit the charge of CP 24 to 2.1 V. LP 28 shapes the base current, which is especially important when switching off the transistor. When TP 29 is switched on, a loading current flows through LP 36 and energy is stored. At the end of the conducting pulse CP 24 is connected to ground by the (lower) switch-off transistor in the output stage of IP 01. The discharge current of CP 24 produces a negative pulse at the base of TP 24. TP 24 blocks. The stored energy transferes to the secondary side of the power supply. The secondary supply voltages and U_{AUX} build up. Primary supply voltage U_{AUX} takes over the supply of IP 01.
A switch-on information is stored in the microcomputer's (IR 01) memory. According to that the TV-set will remain in stand-by or switch on completly via the microcomputer's control pin 20.

1.4.2 Stand-by Operation

Pin 20 of microcomputer IR 01 produces a H-level. TR 16 and TR 18 block and interrupt the supply voltage to the horizontal oscillator within IC IV 01. The secondary regulation loop is desactivated and the primary regulation loop is activated. Because of the now very low power consumption the duty cycle of the switching transistor gets very low too. To keep the switching conditions defined the switching transistor is controlled with bursts of conduction pulses. IP 01 produces these pulses by means of the internal pulse-width-modulators.
In stand-by the secondary load is very low and the supply voltages on the secondary and primary side rise. The increase of U_{AUX} is detected by the error amplifier (pin 6). At a level of 2.5 V at pin 6 the reference voltage at the error amplifier is switched by the logic to
$V_{REF} = 0.9 \times 2.5\ V = 2.25V$.

Im Standby ist die Sekundärlast sehr gering und die Versorgungsspannungen auf der Sekundär- und Primärseite laufen hoch. Das Ansteigen der U_{AUX} kann über den Fehlerverstärker (Eingang Pin 6) festgestellt werden. Bei einem Pegel von 2,5 V am Pin 6 wird durch die Logik die Referenzspannnung am Fehlerverstärker auf V_{Ref} = 0.9 x 2,5 V = 2,25 V geschaltet. Folglich erkennt die Logik nun eine Überspannung im Regelkreis und sperrt die Ansteuerimpulse. Die Versorgungsspannungen sinken ab. Fällt U_{AUX} unterhalb von dem 0.9 fachen Wert des Schwellwertes, wird wieder die normale Referenzspannung von V_{Ref}=2,5 V an den Fehlerverstärker angelegt. Jetzt wird Unterspannung erkannt und mit einem Softstart erscheinen wieder Ansteuerimpulse am Pin 14. Die Versorgungsspannungen steigen an, bis Pin 6 wieder den 2,5 V Schwellwert erreicht und der Zyklus von neuem beginnt.

Consequently the logic now detects an overvoltage in the regulation loop and cuts off the output pulses. The supply voltages decrease. When U_{AUX} drops to a value below 0.9 times the threshold voltage, the normal reference voltage V_{REF}= 2.5 V is applied to the error amplifier. Now an undervoltage is detected and with a softstart pulses appear at pin 14. The supply voltages increase until pin 6 reaches the 2.5 V theshold and the cycle is started again.

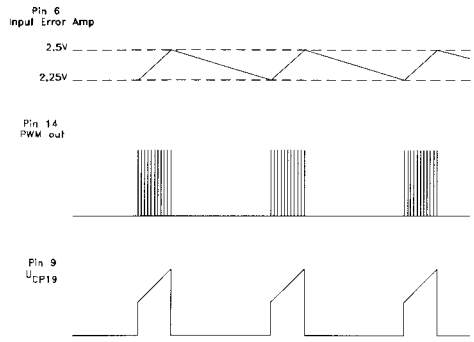


Abb./Fig.5

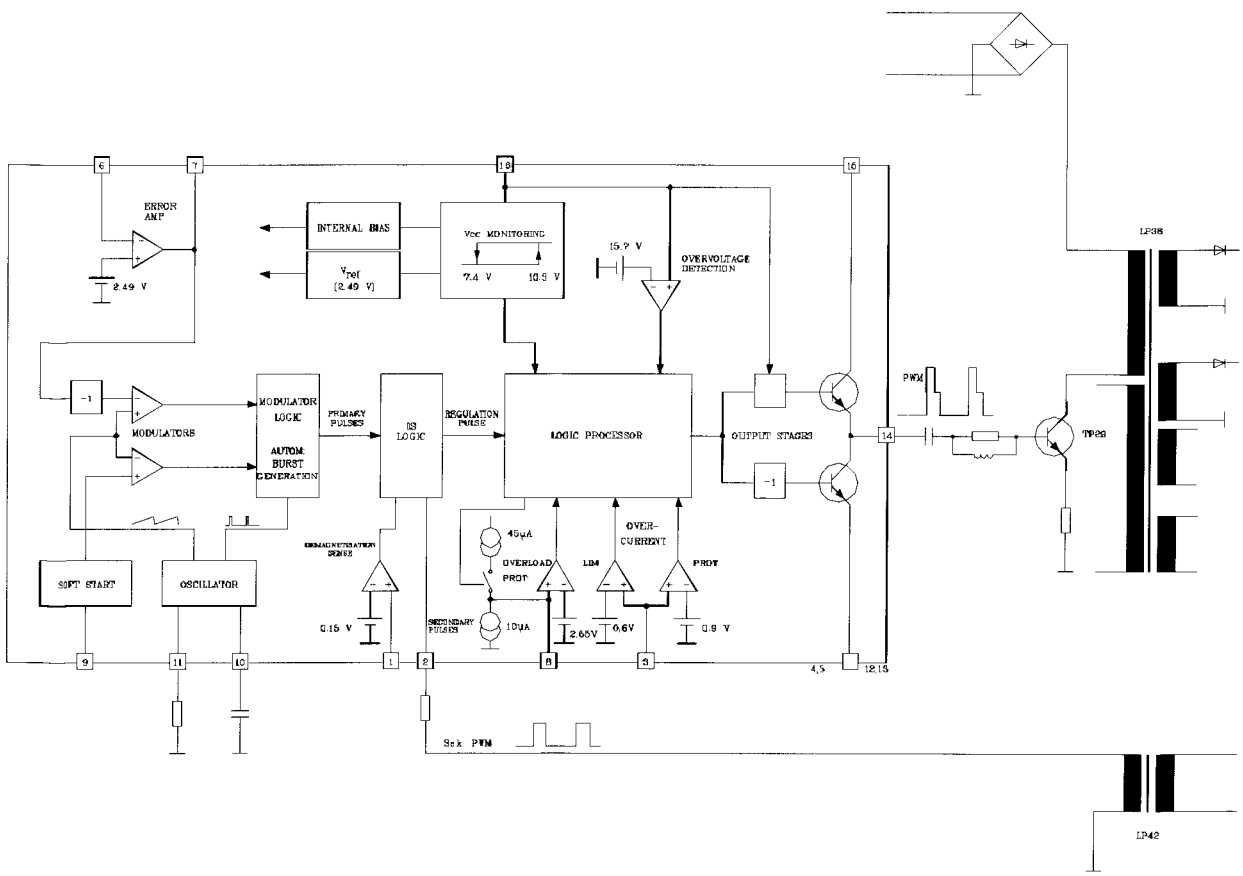


Abb./Fig.6

1.4.3 Normalbetrieb

Das Schaltnetzteil läuft im Burst-Modus. Alle Versorgungsspannungen sind vorhanden. Der Mikrocomputer erhält von der IR-Fernbedienung, dem Tastenfeld am Gerät oder durch das gespeicherte Einschaltbit den Einschaltbefehl. Pin 20 des Mikrocomputer IR 01 liefert L-Pegel, TR 16 und TR 18 schalten durch, TR 17 sperrt. Über die Schiene U2 +24 V/P erhält IV01 am Pin 40 Betriebsspannung. Der Horizontal-Oszillator läuft an. Pin 30/IV01 liefert Horizontalimpulse, die die Horizontalendstufe ansteuern. Die Hochspannung baut sich auf. Zeilenrückschlagimpulse aus dem Pin 9 des Diodensplittrafos werden mit RL 40/CL 12 zu einem Horizontalsägezahn (Leitung 'BA') integriert und dem sekundären Pulsweiten-Modulator TP 53/TP 54 zugeführt.

TP 53 arbeitet als Komparator. Eine Referenzspannung, erzeugt mit Zenerdiode DP55, liegt am Emitter. DP54 dient der Temparaturkompensation. Die Systemspannung U1 +154 V wird mit RP 51, RP 52, PP 52 heruntergeteilt und bildet die Vergleichsspannung ("Ist-Information") für den Sekundärregelkreis. Der resultierende Kollektorstrom durch TP 53 lädt CP 54. Die Spannung über CP 54 ist die Modulationsspannung für den Modulator TP 54. Über CP 57/RP 57 wird der Horizontalsägezahn auf die Basis von TP 54 gegeben. Die resultierende Kollektorspannung zeigt die gewünschte PWM. Via dem Treiber/Inverter TP 69 und dem Impulstransformator LP 42 wird die PWM auf die Primärseite gebracht und dem IP01 zugeführt.

Ein sanftes Aufstehen ("Softstart") des Sekundärregelkreises wird durch ein verzögertes Ansteigen der Spannungsreferenz DP 55/54 erreicht. CP 55 wird über RP 54 geladen, dies läßt das Tastverhältnis der PWM langsam ansteigen bis, bei vollständig geladenem CP 55, der normale Regelvorgang einsetzt.

1.4.3 Normal Operation

The power supply is working in burst mode. All secondary supply voltages are present. Microcomputer IR 01 receives from the remote control, the local keyboard or by the memorized switch-on information the switch-on command. Pin 20 of IR01 gets low, TR 16 and TR 18 switch on and TR17 blocks. Via line U2 +24 V/P supply voltage is fed to IV01 pin 40. The horizontal oscillator starts. Pin 30/IV01 delivers horizontal pulses that control the horizontal output stage. EHT builds up. Flyback-pulses out of the DST pin 9 are integrated by means of RL40/CL12 into a horizontal sawtooth (line 'BA') and fed to the secondary pulse-width-modulator TP 53/TP 54.

TP5 3 works as a comparator. A reference voltage at the emitter is produced by means of Zener-diode DP 55. DP 54 works as a temperature compensation. System voltage U1 +154 V is divided down by RP 51, RP 52, PP 52 and forms the comparison voltage of the secondary regulation loop. The resulting collector current through TP53 charges CP 54. The voltage across CP 54 is the modulation signal for the modulator TP54. Via CP 57/RP 57 the horizontal sawtooth is supplied to the base of TP 54. The resulting collector voltage forms the wanted PWM. Via driver-inverter TP 69 and transformer LP 42 the PWM is fed to the primary side into IP 01.

A soft start of the secondary regulation loop is maintained by a delayed increase of the reference across DP 54/55. CP 55 is charged over RP 54. This lets increase the duty cycle slowly until, with CP 55 completely charged, the normal regulation sets in.

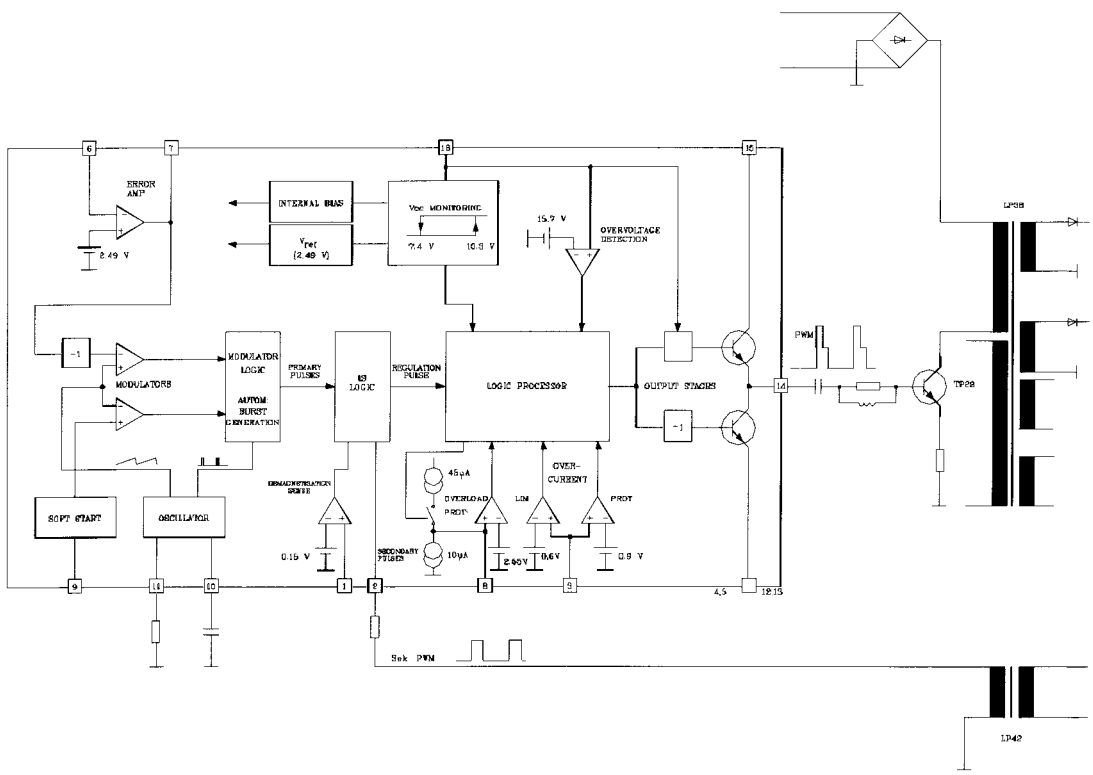


Abb./Fig. 7 Prinzip der Sekundärkreis-Regelung / Principle of primary regulation

2. Infrarot-Fernbedienung

In dieser Geräteserie wird ein Fernbedienungskonzept eingesetzt, das sich durch Servicefreundlichkeit und Betriebssicherheit auszeichnet.

Kenndaten:

- Infrarot (IR) Fernbedienung für 64 Befehle
- Befehlsausgabe durch 11-Bit-Datenworte
- "Toggle-Bits" für eindeutige Befehlserkennung
- Taktoszillator mit 400 kHz
- Besonders geringe Leistungsaufnahme (Aktiv ca. 1 mA, Standby ca. 4 nA)
- Großer Speisespannungsbereich (2...6,5 V)
- Leistungsarme, "geblitzte" Impulsübertragung

Die gesamte Elektronik der IR-Fernbedienung setzt sich aus nur wenigen Bauelementen zusammen, wodurch eine hohe Betriebssicherheit gewährleistet ist. Eine mechanische Tastenmatrix ergänzt den elektronischen Schaltungsaufwand.

Im Ruhezustand liegen die Treiberausgänge Pin 13...19 des IC01 mit ihren "Open-drain" -Ausgängen auf Low-Pegel. Die "pull-up"-Sensoreingänge hingegen sind auf High-Pegel gesetzte (Pin 2-9). Durch die Betätigung einer Taste der 8x8-Matrix wird ein Sensoreingang auf Low gesetzt und ein Abfragezyklus gestartet.

Während der Tastenmatrix-Abfrage ist jeweils nur ein Treiberausgang niederohmig geschaltet.

Wird die Betätigung einer Taste von dem IC erkannt, beginnt der Oszillator zu schwingen. Dieser besteht im wesentlichen aus einem Inverter, der extrem mit einem Keramikschwinger rückgekoppelt ist. C1 und C2 gewährleisten eine kurze Anschwingzeit über einen großen Versorgungsspannungsbereich. Das Oszillatorsignal wird einem Teiler zugeführt, dessen Ausgangssignal den nachgeschalteten Zähler taktet. Der jeweilige Zählerstand wird dekodiert, der Treiberstufe zugeführt und steht an den Ausgängen Pin 13 bis 19 zur Abfrage der Tastenmatrix zur Verfügung. Eine im Sensordekoder (Pin 2 bis 9) erkannte Tastenbetätigung wird in den Datenspeicher übernommen. Diese Daten werden einem Datenmultiplexer, dem Modulationszähler zugeführt, der daraus in Pulsabstandsmodulation ein 11-Bit-Datenwort erzeugt, das, über einen Verstärker entkoppelt, am Ausgang, Pin 1, zur Verfügung steht.

Abbildung 9 zeigt das 11-Bit-Datenwort.

Der Datenabstand beträgt 121 ms. T1 und T0 sind Toggle-Bits. Mit jeder erneuten Tastenbetätigung wechseln die Toggle-Bits, d.h. ein neuer Befehl wird vom Empfänger nur akzeptiert, wenn das neue Toggle-Bit vom alten abweicht. Ist die Übertragungsstrecke gestört (z.B. eine Person geht zwischen der IR-Sende-und Empfängerdiode hindurch), wird sich der Zustand der Toggle-Bits nicht ändern. Daraus erkennt der Empfänger, daß keine erneute Tastenbetätigung vorliegt. Dem Anwender wird diese Verriegelung vor allen Dingen bei Videotextbetrieb angenehm auffallen.

Nach Ausgabe der Toggle-Bits, welche gleichzeitig die Referenzzeit für den Empfänger beinhalten, wird mit S2, S1 und S0 als Adresse die Datenausgabe fortgesetzt. Die Adresse ist auf 3 x High festgelegt. Mit den restlichen 6 Datenbits erfolgt die Befehlssteuerung.

Das 11-Bit-Datenwort verläßt IC1 an Pin 1 und gelangt über R1, R2 auf die Basis der Endstufentransistoren T1, T2. Werden diese durchgesteuert, so fließt ausgehend vom Elko C3 jeweils ein Strom von ca. 1A durch die IR-Sendedioden und die Transistoren nach Masse. Während der Impulspausen lädt sich C3 über den Entkopplungswiderstand R5 wieder auf.

Die Sendefrequenz wird durch die IR-Sendedioden auf 950 nm festgelegt. Die Reichweite des Übertragungssystems liegt bei ca. 10 m.

2. Remote control (IR) Transmitter

The remote control transmitter transmits infra-red pulses corresponding to the operated key. It has the following features:

- IR remote control for up to 64 commands per sub-system address.
- command transmission with the use of 11-bit-data-words.
- toggle bits for unambiguous command recognition.
- clock oscillator at 400 kHz.
- especially low power consumption
- (active current : about 1mA; stand-by current about 4 nA).
- wide supply voltage range (2 to 6,5 V).
- low power "flashed" pulse transmission.

Basically, the remote control transmitter comprises:

–1. The keyboard.
–2. The matrix circuit.
–3. The encoder IC.
–4. The output stage.

The keyboard consists of a rubber contact pad, which when pressed, makes contact with the PCB and gives a command to the encoder IC.

The transmitter keyboard is arranged as a scanned matrix with seven driver lines (pins 13 to 19) and seven sensing lines (pins 2 to 9). The matrix allows the generation of 56 command codes per sub-system address with triple contacts to all 64 commands which are addressable, giving a maximum possiblity of 1280 commands.

The 7 driver lines are driven by open drain N-channel transistors (conductive in standby mode). The sense lines go to P-channel pull-up transistors, so that they are "high" until they are pulled "low" by the key contact with the driver line. The oscillator becomes active and then following the debounce time, the output drivers become active successively. CB 01 and CB 02 ensure a brief oscillation built-up time over a wide range of supply voltage.

The oscillator signal is fed to a driver, whose output signal serves as timing the counter. The respective status of the counter is decoded, fed to the driving stage and is then available at the output pins 13 to 19. A key actuation recognised in the sensing decoder (pins 2 to 8) is accepted in the data memory. These data are fed to the modulation counter by means of a data multiplexer. The modulation counter generates an 11-bit data word in pulse interval modulation. By means of an amplifier, the data word is decoupled and made available at the output, pin 1.

Fig. 9 shows the 11 bit data word.

T1 and T0 are toggle bits. The toggle bits alternate with every new key actuation, i.e. a new command is accepted by the receiver only if the toggle bit differs from its predecessor. If interference is encountered in the transmission path (for example, if a person enters the area between the infra-red transmitter and detecting diodes), the status of the toggle bits remains unaltered. Thus the receive recognises that no further key actuation has occured. This interlocking feature is useful especially during command control of the teletext decoder. After transmission of the toggle bits which simultaneously include the reference time for the receiver, the data transmission continues with S2, S1, S0 as address. The address is specified as 3 x "high". The command control is effected with the remaining six data bits. A connection between ADRM (pin 9) and DRV6N (pin 19) programmes the IC for flash mode transmission. The wavelength for transmission is set at 950 nm by means of the IR transmitting diode for a spatial range of about 10 m.

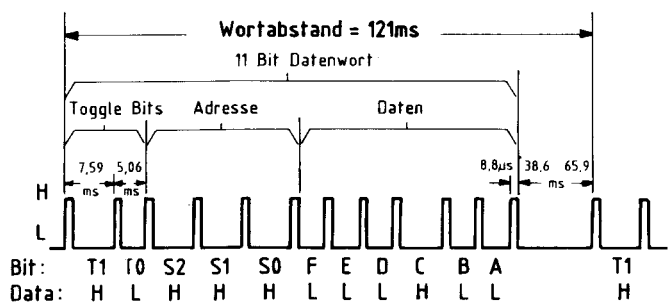


Abb./Fig. 8 11-Bit-Datenwort / 11 bit data word

3. IR-Vorverstärker

Der IR-Vorverstärker dient der Aufbereitung der empfangenen IR-Signale. Der Ausgang des Vorverstärkers ist direkt mit dem "Interrupt" des Mikroprozessors verbunden, welcher die logische Auswertung der ankommenden Impulse vornimmt. Die Schaltung ist so ausgelegt, daß Störsignale weitgehend unterdrückt werden.

Besonderheiten:

- Funktionsfähigkeit auch bei direkter Sonneneinstrahlung.
- Optimale Unterdrückung von Störsendern, wie z. B. Leuchtstofflampen, IR-Tonübertragung und gedimmten Glühlampen.

Die Empfangsdiode DA 01 wandelt die ankommenden Infrarotimpulse in eine elektrische Größe um. Ihr Innenwiderstand wird durch das einfallende Licht bestimmt. Dieser Wert liegt bei Dunkelheit im Mega-Ohm-Bereich, während er bei Sonneneinstrahlung nur einige KiloOhm beträgt. Damit über den gesamten Bereich der Arbeitspunkt von DA 01 optimal liegt, ist TA 01 als variabler Arbeitswiderstand zwischengeschaltet. Die Regelstufe ist so ausgelegt, daß sie nur auf gleichstrommäßige bzw. niederfrequente Signale reagiert. CA 01 koppelt die Wechselspannungskomponente zum nachgeschalteten, dreistufigen Bandpaßverstärker mit TA 03, TA 07 und TA 08. Ihre Emitterbeschaltung hat Tiefpaß-Charakteristik und legt die untere Grenzfrequenz auf ca. 6 kHz fest. Somit werden die tiefliegenden Störsignalanteile unterdrückt.
Die Emitterwiderstände RA 07, RA 08 und RA 11 dienen der Arbeitspunktstabilisierung. Der Arbeitspunkt ist durch den Spannungsteiler RA 03 und RA 02 festgelegt. Der Arbeitswiderstand von TA 08 mit LA 09, CA 08 ist als selektiver Kreis auf die Grundwelle der Sendeimpulse von 56 kHz abgestimmt. Dadurch erhält der Verstärker Bandpaß-Charakteristik.

Der folgende Verstärkerteil mit TA 12 ist als Tiefpaß ausgelegt, so daß höherfrequente Störanteile abgekappt werden. Die nachfolgende Treiberstufe mit TA 13 hat drei Aufgaben: Sie dient als Treiberstufe, Spitzenwertgleichrichter und zur Regelspannungsgewinnung für die automatische Verstärkungsregelung. Die Zeitkonstante von RA 16, CA 14 ist kleiner als 5 ms und somit kürzer als der kleinste Impulsabstand des IR-Senders. Mit dieser Spitzenwertgleichrichtung ist sichergestellt, daß Störsignale, die kleiner sind als die Nutzsignalamplitude, nicht übertragen werden.

Der Kondensator CA 19 bildet in Verbindung mit RA 14 einen Tiefpaß, der kurzzeitige Störimpulsspitzen begrenzt. Ein weiteres Zeitkonstantenglied mit RA 19, CA 19 dient zur Verbreiterung der Ausgangsimpulse auf ca. 20 µs, damit über den Schalttransistor TA 22 eine sichere "Interrupt"-Auslösung im Mikrocomputer gewährleistet ist. Die automatische Verstärkungsregelung ist so dimensioniert, daß TA 08 in der letzten Verstärkerstufe nicht übersteuert wird. Von CA 14 über RA 16, RA 17 gelangt die "AGC" direkt über die Regelstufe mit TA 06 in den Verstärker TA 07. Die Regelzeitkonstante bestimmen CA 14, RA 16 und RA 17. Dieser großen Regelzeitkonstante liegt über DA09 ein schnellerer Regelzweig parallel. Er dient dazu, sehr große Signale sofort auszuregeln, damit diese nicht den Verstärker TA 12, bzw. den Spitzenwertgleichrichter TA 13, RA 16, CA 14 zustopfen, bevor die eigentliche Regelung einsetzt. Dieser Regelzweig ist nur bei sehr großen Signalen wirksam. Das RC-Glied RA 24, CA 24 dient zur groben Siebung der Betriebsspannung. RA 10 und CA 03 glätten zusätzlich die Betriebsspannungen der ersten Verstärkerstufen.

4. µC gesteuerte Bedienungselektronik

Das Herzstück des Kontrollsystemes ist der schnelle 4-Bit Single-Chip Mikrocomputer IR 01 mit integriertem EEROM und einer On-Screen-Display Schaltung. Die CPU arbeitet mit 8 MHz Taktfrequenz.
Wird das Gerät eingeschaltet, läd sich CR 84 über RR 83 und TR 82 auf. TR 82 wirkt als dynamischer Arbeitswiderstand für die Z-Diode DR 82, die die Betriebsspannung des Mikrocomputer stabilisiert. Nach dem Einschalten des Gerätes baut sich die Spannung auf +5,4 V auf. Sobald die Spannung über CP 84 5,4 V erreicht, schaltet TR 77 durch und schaltet so TR 76. Ein H-Pegel (+5 V) steht am Kollektor von TR 76 und steuert den HOLD-Eingang Pin 34 des IR 01 an. Mit der steigenden Flanke am HOLD-Eingang schwingt auch der Clockoszillator an. Verzögert mit RR 75 und CR 79 wird die positive Flanke dem Mikrocomputer über Pin 33 als RESET-Signal zugeführt. Mit dem RESET-Signal nimmt der Mikrocomputer seine Arbeit auf und überprüft die gespeicherte Einschaltinformation, ob das Gerät im Stand-by-Betrieb verbleiben soll oder ob es vollständig eingeschaltet werden muß.

3. IR Receiver

In the IR Receiver, the following functions are performed:

- Infra-red detection.
- Narrow-band reception.
- Selective amplification.
- Pulse-shaping.

The circuit has been designed in such a way that interfering signals are extensively suppressed.

Special features:

- ability to operate properly even with direct exposure to sunlight.
- suppression of interference from spurious sources, such as fluorescent lamps, infra-red sound transmission, and dimmed incandescent lamps.

The detecting diode, DA 01, converts the incoming infra-red pulses into electrical signals. Its internal resistance depends on the incident infra-red radiation. The value is in the mega-ohm range in darkness, and only a few kilo-ohm during exposure to sunlight. In order to ensure that the operating point is optimised over the entire range for DA 01, TA 01 is included as a variable load resistance. The control stage has been designed to respond only to direct-current or low frequency signals. CA 01 couples the alternating voltage component to the 3-stage-bandpass filter consisting of TA 03, TA 07 and TA 08. Their emitter circuitry possesses a low-pass characteristic and sets the lower limiting frequency at about 6 kHz. Thus, the low frequency interfering signal components are suppressed. The emitter resistors, RA 07, RA 08 and RA 11 stabilise the operating point, which is set by the voltage divider consisting of RA 03 and RA 02. The working impedance of TA 08 with LA 09 and CA 08 is tuned as a selective circuit to the fundamental frequency of 56 kHz for the transmitted pulse. A band-pass characteristic is thus important to the amplifier. The following amplifier section with TA 12 has been designed as a low-pass filter, higher-frequency interfering components are thus suppressed. The following driving stage with TA 13 performs 3 functions: It serves as a driving stage, peak-value rectifier and control voltage gain for the automatic gain control. The time constant of RA 16 and CA 14 is less than 5 ms, and thus is shorter than the shortest pulse interval for the infra-red transmitter. This peak-value rectifier ensures that the interfering signals below the useful signal amplitude are not transmitted. A combination of RA 14 and CA 19 constitutes a low-pass filter which limits the interfering transient pulse peaks. A further time constant component comprising RA 19 and CA 19 broaden the output pulses to about 20 µs, in order to ensure reliable "interrupt" triggering in the micro-computer by means of the switching transistor, TA 22. An automatic gain control has been designed in such a way that TA 08 in the final amplification stage is not over-modulated. The AGC is transmitted from CA 14 through RA 16 and RA 17 directly to the amplifier, TA 07, by way of the control stage with TA 06. The control time constant is determined by CA 14, RA 16 and RA 17. An even faster control branch involving DA 09 is connected in parallel to the large control time constant whose purpose is to immediately control very strong signals, thus preventing them from overloading the amplifier, TA 12 or the peak value rectifier comprising of TA 13, RA 16 and CA 14 before the intrinsic control function becomes effective. This control branch is effective only for very strong signals. The RC network consisting of

RA 24 and CA 24 serves as a coarse filter for the operating voltage. RA 10 and CA 03 provide additional smoothing of the operating voltages for the first amplifier stages.

4. Electronic Control System

The heart of the control system is a high speed and performance 4-bit single chip microprocessor IR 01, with built-in EEROM and display-on-screen circuit designed to meet applications in digital tuning systems for TV set. It operates at a clock frequency of 8 MHz. When the set is switched on, CR 84 is charged up via RR 83 and TR 82. TR 82 works as a dynamic resistor to Zener-diode DR78, which stabilises the supply voltage to the microcomputer. When the TV-set is switched on, this supply voltage will build up to + 5.4 volts following the voltage rising across CR 84. As soon as the voltage across CR 84 reaches 5.4 volts, TR 77 will turn on and switch on TR 76. A H-level (+ 5 volts) is generated at the collector of TR 76 and fed to PIN 34 (HOLD) of IR 01. Clock oscillation for IR 01 starts at the rising edge of the HOLD level.

Soll das Gerät im Standby-Betrieb verbleiben, zeigt Pin 20 einen H-Pegel. TR 16 und TR 17 sperren dann. Der Pin 40 des IV 01 erhält keine Betriebsspannung und somit ist die Horizontal-Ablenkstufe abgeschaltet. Die Versorgungsspannung U2 (+24 V) sinkt auf etwa +17 V. Die Betriebsspannung des Mikrocomputers bleibt jedoch (weil durch DR 78, TR 82 und DR 79 stabilisiert) bei +5.4 V.
Für den Normalbetrieb fällt Pin 20 auf L-Pegel, TR 16 und TR 17 schalten beide durch. Die U2 +24 V, durch DL46 auf 9 V begrenzt, gelangen zum Pin 40 des IV01. Die Horizontalablenkung läuft an.
Nach dem Startbefehl wird auch die serielle Schnittstelle (I^2C-Bus) aktiviert. Über die Anschlüsse 40 und 41 werden die Daten (DATA) und Takt (CLOCK) zur Tuner-PLL und zum Videotext-Decoder geschickt.
Ein D/A-Wandler mit einem 5-Kanal-Pulsweiten-Modulator erzeugt Steuersignale zur Tint-, Kontrast-, Farbsättigungs-, Helligkeits- und Lautstärkeeinstellung (Pins 1 bis 5). Alle fünf Steuersignale haben eine Auflösung von 64 Stufen. RC-Kombinationen integrieren die pulsweiten-modulierten Signale zu variablen Gleichspannungen.
Bei Stereogeräten werden Lautstärke, Balance und die Umschaltung Mono/Stereo/Zweiton über den I^2C-Bus gesteuert.
Anstelle der früher üblichen LED-Anzeigen ist dieses Chassis mit einem komfortablen interaktiven Bildschirm-Menü-Kontrollsystem (IMC) ausgestattet.
Alle Kontroll- und Programmierfunktionen werden über große Bildschirm-Menüs angezeigt. Die dafür notwendigen Bildsignale werden ebenfalls im Mikrocomputer IV 01 erzeugt. Aus den RGB-Ausgängen Pins 22, 23 und 24 kommend, werden diese Signale im Multifunktionsprozessor IV01 weiterverarbeitet und dann auf die Bildröhre gegeben. Das Y-Blank-Signal, Pin 25, ist das Video-Schaltsignal, das die RGB-Einblendung steuert.
Die horizontale und vertikale Position der Einblendung ist durch den Mikrocomputer vorgegeben und kann nicht verändert werden. Zur Synchronisation dienen ein horizontaler (Pin 26) und ein vertikaler (Pins 27, 28) Synchronimpuls. Mittels LT 03 (Pins 28; 29) kann die korrekte (Horizontal-) Linearität eingestellt werden.
Eine 12 V Schaltspannung von einem Videorecorder in Wiedergabe am Pin 8 der SCART-Buchse geht auf den Pin 6 und überträgt den Einschaltbefehl. Das Gerät schaltet vom Standby-Betrieb aus ein. AV-Detect, Pin 7, liefert einen L-Pegel und schaltet den SCART-Verbinder als Eingangsquelle für Video- und Audiosignal. Die Normerkennung wird mittels der Pins 17 und 18 durchgeführt. Abhängig von der Kombination der Widerstände RR 93 bis RR 97 wird entweder ein Multistandard- oder ein Singlestandard-Menue auf dem Bildschirm aktiviert. Bei NTSC führt Pin 19 ein L-Pegel. Ein H-Pegel am Pin 8 paßt das Menüs an 60 Hz Vertikalfrequenz an.
Ein L-Pegel am Pin 37 kann den FM-Audiozweig stummschalten und den AM-Audiozweig für SECAM L (falls implementiert) freischalten.
Pin 36 ist mit der Sync-Detektor- oder Mute- Stufe verbunden. Bei aktiviertem Sendersuchlauf schaltet ein L-Pegel das Audiosignal stumm. Ein H-Pegel indiziert einen gefundenen Sender und hält den Suchlauf an. Ein fehlendes Videoeingangssignal startet einen internen Timer, der das Gerät nach ca. fünf Minuten in Standby schaltet.
Die Tastatur wird mit den Pins 13 bis 16 abgefragt. "Test"-Pin 30 wird nur während der Produktion benötigt.

5. VHF/UHF-Tuner mit PLL

5.1 Allgemeines

Das HF-Empfangsteil besteht aus einem UHF/VHF-Tuner mit eingebauter PLL. Es ist durch ein Metallgehäuse störstrahlungssicher neben der ZF-Verstärker-Baugruppe auf dem Chassis angeordnet. Der für die Norm B/G konzipierte Tuner verarbeitet folgende Frequenzbereiche:

Band I	:	48,25.... 84,25 MHz
Band III	:	126,25...294,25 MHz
Hyperband	:	303,25... 463,25 MHz
Band IV/V	:	471,25...855,25 MHz

Das HF-Eingangssignal wird aufgesplittet und zum UHF- bzw. VHF-Tuner geführt. LH 26 und CH02 koppeln das UHF-Signal in die Eingangsfilter LH 01, DH 01 und CH 03. Über CH 01 erhält der MOSFET-Transistor TH 04 am Gate das Signal. Sein Source-Potential ist durch die UHF-Bandumschaltspannung von TI11 über RH07, RH 04 und RH 06 festgelegt. CH 06 entkoppelt das nun vorverstärkte UHF-Signal zum HF-Zweipolfilter, bestehend aus DH 01, CH 07, LH 07, DH 01, CH 08 und LH 08.

The rising edge of the hold signal is delayed with RR 75 and CR 79 and also used as a RESET signal at pin 33. With the positive edge the microcomputer starts its operation and checks the memorised switch-on information if the TV-set has to remain in stand-by mode or has to be switched completely on.
When the set is in standby mode, voltage level at pin 20 is "high". TR16 and TR18 will be turned off. Voltage at pin 40 of IV 01 is low and the horizontal deflection stage will be shut down. Also U2 +24 V supply will drop to about + 17 V but the supply to the microprocessor is being maintained at about + 5.4 V by DR 78, TR 82 and DR 79.
In normal operation, pin 20 is "low" and both TR 16 and TR 18 are switched on. The U2 +24V supply will appear, clamped to 9 V by DL46, at pin 40 of IV 01. Horizontal deflection stage will start up.
After the start-up command the I/O serial port (I^2C-Bus) is activated. Via pin 40 and pin 41 data (58-bit words) and clock signal are supplied to the tuner PLL and Teletext decoder.
A D/A converter with a 5-channel pulse-width-modulator delivers control signals to the control stages for tint, contrast, color, brightness and volume. All five signals can be adjusted in 64 steps. RC combinations integrate the pulse-width-modulated signals to variable DC voltages.
For stereo sets audio volume, balance and the mode select functions for mono/stereo/bilingual are controlled by the I^2C-Bus.
Instead of the previously used LED displays this chassis is equipped with a comfortable IMC On-Screen-Dislay.
All control and programming functions are visualised by means of large menues on the screen. The necessary signals are also generated in the microcomputer IR01. Coming out of the RGB output terminals, pins 22, 23 and 24, the signals are processed in multifunction processor IV01 and then send to the picture tube. Y-Blanking-Signal, Pin 25, is the video switching signal that performs the RGB insertation.
The vertical and horizontal position of the insertation is fixed (by the microcomputer's software) and cannot be changed. To synchronise the insertation a horizontal (pin 26) and vertical sync (pins 27, 38) are provided. With LT 03 (pins 28, 29) the correct line linearity can be adjusted.
Coming from a video tape recorder in playback mode a 12 V switching voltage at the pin 8 of the SCART connector goes to pin 6 and switches the TV set from stand-by to on. AV detect, at pin 7, goes low and selects the SCART connector as the audio and video input source.
The detection of different standards is carried out by means of pins 17 and 18. Depending on the combination of RR 93 to RR 97 a multistandard or single-standard On-Screen-Menue is activated. Pin 19 delivers a low level in case of NTSC. A high level on pin 8 of IR 01 adapts the menue to the 60 Hz vertical deflection frequency.
Low level on pin 37 can mute the FM audio and activate AM audio for SECAM L (if implemented).
Pin 36 is connected to the sync-detect (or 'mute-') stage. During station search mode a low level mutes the audio signal. A high level indicates a detected station and stops the search mode. A missing video signal starts an internal timer that switches the TV set off to stand-by after about five minutes.
The use of the local keyboard is detected by pins 13 to 16. 'Test'-pin 30 is used only during production.

5. VHF/UHF Tuner and PLL

5.1 General

The tuner used in this chassis is a combined VHF and UHF tuner with electronic tuning and band switching. It is housed in a small metal box with F-pins to interface to the chassis. The frequency range is

VHF band I	:	48,25... 84,25 MHz
VHF band III	:	126,25...294,25 MHz
Hyper band	:	303,25....463,25 MHz
UHF	:	471,25....855,25 MHz.

The antenna signal to the tuner is split into 2 ways; one for VHF and the other for UHF.
For VHF, the signal will pass through the IF trap consisting of CH 31 and LH 31, in series with a low pass filter LH 55, CH5 5 and LH 56. This filter will prevent frequencies higher than 300 MHz from entering the tuned filter. Switching between band I and III is realised by CH 58, LH 58, LH 59, CH 59, LH 61 LH 62, DH 61, LH 57, DH 57,CH 61.

Die Mischstufe mit TH 14 bildet aus dem Eingangssignal und dem von TH 16 über CH 17 kommenden Oszillatorsignal am Emitter das ZF-Signal. Der 1. ZF-Kreis CH 44, LH 44, CH 45, LH 43 koppelt das ZF-Signal über DH 46, RH 46, CH 86 und den Emitterfolger TH 93 niederohmig über Anschluß 3 des Tuners zum ZF-Modul, Anschluß 1. Im VHF-Signalweg liegt zunächst mit CH31, LH31 ein ZF- Sperrkreis. Ihm folgt ein mit DH 58 für Band I und III umschaltbares Tiefpaßfilter, bestehend aus CH 58, LH 58, LH 59, CH 59, LH 61, LH 62, DH 61, LH 57, DH 57, CH 61. Die obere Grenzfrequenz liegt bei 300 MHz. Die Dioden DH 55 und DH 56 schützen den MOSFET-Transistor TH 65 vor Spannungsspitzen. TH 65 ist als erste Verstärkerstufe dem Tiefpaß nachgeschaltet. Das ZF-Modul liefert den beiden Vorstufentransistoren TH 65, TH 04 eine AGC-Regelspannung, zum Schutz vor Übersteuerung. Das in TH 65 verstärkte Signal wird über das für Band I und III umschaltbare und mit DH 57, DH 57 abgestimmte Zweipolfilter dem Mischtransistor TH 75 zugeführt. Transistor TH 87 arbeitet als Oszillator. Dieser koppelt seine Frequenz über RH 87, CH 87, CH 78 zum VHF-Eingangssignal an die Basis des Mischers TH75. Ein Zweipolfilter mit CH 77, LH 81, CH 84, LH 82, CH 83 liefert das vom Mischtransistor kommende ZF-Signal über die Entkopplungsdiode DH83 zur ersten ZF-Verstärkerstufe TH 93.

5.2 PLL-Schaltung

Das hier angewandte Schaltungskonzept beinhaltet eine 1-Chip-PLL mit integriertem Vorteiler und drei Bandwahlausgängen (Bd. I, Bd. III, UHF). Für einen Tunerabstimmvorgang liefert der Bedienteilmikrocomputer über den Daten-Bus die Teiler- und Banddaten in vier 15 Bit-Schieberegister des PLL-IC's II06, Pin 14/15. Dieser Vorgang erfolgt mit jedem Kanal- bzw. Programmplatzaufruf erneut und wiederholt sich periodisch. Für Abruf eines Programmplatzes benutzt der I^2C-Bus fünf Bytes. Byte 1 gibt die Adresse, Byte 2 und 3 beinhalten Kontrollbits und die Bandinformation, Byte 4 und 5 legen die Abstimmspannung an Pin 1 und damit die Empfangsfrequenz fest.

Die Bandwahl-Transistoren TI 14, Bd.I, TI 13, Bd.III ,TI 11, UHF und TF 12 Hyperband werden vom PLL-IC aktiviert. Aus dem am Pin 15 anliegenden Oszillatorsignal und dem 4 MHz-Referenzsignal (Pin 2/4) wird eine Vergleichsgröße für die Tunerabstimmung gebildet und dem Operationsverstärker an Pin 18 zugeführt. Dieser arbeitet als Schalter und wirkt für die über TI 10 an Pin 18 liegende 30-V-Spannung als steuerbarer Lastwiderstand. Somit steht für den Tuner eine Abstimmspannung von 0,5 bis 30 V zur Verfügung.
Verändert sich infolge eines Abstimmvorganges, datenbusgesteuert, die Frequenz am Ausgang des programmierbaren Teilers, so wird über die Abstimmspannung der Tuneroszillator so lange nachgesteuert, bis Oszillator- und heruntergeteilte Quarzfrequenz wieder identisch sind.
Der kleinste Abstimmschritt beträgt 62,5 kHz. Dies bedeutet, daß in 112 Feinabstimmschritten die 7-MHz-Bandbreite des VHF-Normrasters durchgestimmt werden kann.

6. Tonsignalverarbeitung

6.1 Demodulator

Das Ton-Modul beinhaltet folgende Funktionsgruppen:
- Zwei FM-ZF-Verstärker mit Demodulator (TBA 120 UB)
- Pilotfrequenz-Decoder für Stereo und Zweiton mit Matrix zur Trennung der links-rechts-Information (TDA 6600)
- I^2C-Bus gesteuerter Klangeinsteller mit Raumklang-Teil und Euro-AV-Eingang

Am Eingang BA 04, Anschluß 10, des Stereodecoder-Moduls stehen die Ton-ZF-Frequenzen 5,5 MHz und 5,7 MHz (bei Stereo/Zweiton) oder 6,5 MHz bei OIRT-Ton-Sendern frequenzmoduliert zur Verfügung. Da ohne Schaltinformation im Falle anstehender 6,5 MHz-ZF, auch diese demoduliert werden soll, ist im 5,5 MHz-Eingangszweig mit QS01 ein 6,5 MHz Keramikfilter OS 09 parallel geschaltet undin Serie zu dem 5,5 MHz Referenzkreis (FS 08/CS 08) ein auf 6,5 MHz abgestimmter Schwingkreis (FS 10/CS 10) hinzugekommen (Achtung, dies gilt nur für Geräte, die mit der Empfangsmöglichkeit für OIRT-Sender werkseitig ausgestattet sind!).

MOSFET amplifier, TH 65, amplifies the VHF signal with AGC control from pin 1 and the amplified signal drives the 2-pole filter which is also switched between Band I and III by the following components:
Band I: DH 57, CH 66, LH 68, LH 71, LH 73, CH 72 and DH 57
Band III: DH 57, CH6 6, LH 66, LH 67, CH 69, LH 72, CH 73, CH 57, CH 72 and DH 57.
TH 87 functions as an oscillator by switching diode, DH97. The output of the oscillator is coupled to the PLL IC, II 06, at pin 4 via CI 08 for frequency synthesising function. At the same time, the output is also connected to the base of the mixer, TH 75 via CH 78. The mixer also receives the RF signal through CH 75 and DH 75. The output of the mixer is coupled to the 2-pole IF filter consisting of CH 77, LH 81, CH 84, LH 82 and CH 83.

For UHF, LH 26 and CH 02 decouple signal from VHF and feed into the tuned filter LH 01, DH 01 and CH 03. Then decoupling through CH 01, the signal is amplified with AGC control by the MOSFET amplifier TH 04. The source voltage of TH 04 is kept relatively constant by the divider RH 07, RH 04, and RH 06. The output of the amplifier is coupled by CH 06 to the 2-pole RF filter comprising DH01, CH07 and LH 07 as primary filter and DH 01, CH 08 and LH 08 as secondary filter.
The output from the oscillator, TH 16, is loose coupled to pin 4 of II 06 by RI 05 and CI 05. The output also goes to the mixer TH 14 via CH 17. At the same time, the mixer also receives RF signal via CH 11. The output of the mixer is coupled to the IF filter comprising CH 44, LH 44, CH 45, LH 43, DH 46 and CH 46.

The VHF and UHF sections are decoupled by means of DH 46 and DH83 and interfaced to the IF output pin by the emitter follower, TH 93, which achieves 75 ohms without losing any gain.
Programmable bandswitching and channel selection is automatically executed by means of I^2C bus (data and clock) at pins 14 and 15 of II 06 from the microprocessor IR01 of main chassis. It uses a 7,8125 kHz reference frequency and 62,5 kHz frequency step.
Frequency synthesis is a technique for generating the oscillator signals needed for the mixers of the VHF and UHF tuners without the use of mechanical switching of coils or capacitors. The heart of this system is the phase locked loop.

5.2 PLL Circuit

The here used concept comprises a one chip PLL with integrated prescaler and three band selection outputs (Band I, III, UHF).
For a tuning cycle the data for frequency dividers and the band selector are loaded into four 15 bit shift registers within PLL IC II 06. The data are coming from the keyboard microcomputer via the I^2C bus (pins 14/15). This cycle is fulfilled with every change of the channel or program and is repeated periodically. The I^2C bus uses 5bytes for one cycle.

Byte 1 transferes the adress, bytes 2 and 3 are control bits and band selection and 2 bytes defines the tuning voltage. The bandselection register controls the band switching transistor TI 14 (Bd. I), TI 13 (Bd. III), TI 11 (UHF) and TI 12 (Hyperb.).
Out of the local oscillator frequency (pin 15) and a 4 MHz reference signal (pins 2/3) a comparison signal is generated and fed to the operation amplifier. This op amp functions as a switch and works with TL10 (pin 18) as a variable load to the 30 V DC voltage. A tuning cycle is performed by changing the output frequency of the programmable divider (by changing the dividing ratio).

Now the tuning voltage is altered until the frequency of the down divided local oscillator and the down divided (4 MHz : 512) reference frequency are equal (7,8125 kHz). The smallest frequency step is 62,5 kHz (fine tuning).

6. Audio Stage and Muting Circuit

6.1 Demodulator

The stereo-decoder module incorporates the following function groups:
- Two FM-IF-amplifiers with demodulator (TBA 120 UB)
- Pilot detector for stereo and bilingual with a matrix for right/left separation (TDA 6600)
- I^2C-Bus controlled tone control with spatial sound and external inputs

Die Kreise sind so bedämpft, daß die abgegebene NF gerade mit der für optimale Aussteuerung benötigten Amplitude des nachfolgenden IC IS 30 übereinstimmt. Bei einem Hub von 50 kHz beträgt sie ca. 300 mV.
Über eine Diodenmatrix (DS 01/DS 02/DS 03/ DS 04/DS 11) können die Demodulator-IC's IS 10 und IS 01 mit Low-Pegel an Pin 2 über drei Steuerwege stumm geschaltet werden:
- Von der Mute Schaltung über DS 03.
- Datenbus gesteuert über DS 04.
- Ton-Standard gesteuert vom Mikrocomputer IR 01über DS 02.

Bei Geräten in Multistandard-Version können z.B. demodulierte AM-Tonsignale als NF an Pin 3 des IC IS 01 eingespeist werden. Von Pin 8 der IC's TBA 120 UB werden die NF-Signale zum Stereodecoder-IC TDA 6600 geliefert.

Im Stereo-Betrieb gelangt an Pin 23, IC IS 30, das L + R-Signal und an Pin 21 das 2R-Signal, begleitet vom modulierten 54 kHz Pilotton. Hier werden in der Stereo-Matrix die Rechts- und Links-Signale aufbereitet, sowie im Zweiton-Betrieb die Kanäle 1 und 2 getrennt. Die Ausgänge Pin 2 und Pin 6 liefern das NF-Signal galvanisch gekoppelt über CS 20/CS 23 zur Euro-AV-Buchse, Anschluß 1/3 und über CS 50/CS 51 an IC IS 60. PS 35 wird auf geringstes Übersprechen eingestellt. Zur Auswertung des Pilot-Tones wird dieser von CS 17 an den auf Pilot-Trägerfrequenz abgeglichenen Schwingkreis FS 38 geführt. Von dort gelangt das 54 kHz Pilot-Signal über Pin 20 in zwei PLL-Schleifen. Hier erfolgt die Auswertung des modulierten Pilotträgers. 117 Hz für Stereo- bzw. 274 Hz für Zweiton. Vier IC-interne Demodulatoren unterstützen diese Aufgabe, wobei die Kondensatoren an den Mischerausgängen Pin 14/15/17/18 die Bandbreite und damit den Signalstörabstand bestimmen. Der PLL werden an Pin 13, vom Diodensplittrafo kommend, Zeilenimpulse geliefert. Die externe Beschaltung der PLL-Zeitkonstante liegt für Stereo an Pin 11 und für Zweiton an Pin 10. Das Maß der Störbefreiung für Stereo ist mit CS 25 an Pin 9 festgelegt. Für Zweiton übernimmt CS 24 an Pin 8 diese Aufgabe. Die IC-interne digitale Auswertung Stereo/Mono/Zweiton liefert die Information an die Matrix und an den Vier-Pegel-Ein/Ausgang, Pin 7. Datenbus signalisiert IC IS 60 von Pin 2 kommend an Pin 7 mit O V Zwangs-Mono. IC IS 30 hingegen liefert über Pin 7 bei Stereo 6 V, bei Zweiton 3 V und bei Mono 1,3 V.

6.2 Klangeinsteller

Die Steuerung des IC IS 60 erfolgt durch den I^2C-Bus Pin 24, 25 und die Vier-Pegel-Leitung am Pin 2. Am Eingang Pin 1, Pin 3 befindet sich ein zweikanaliger NF-Analogschalter zur Umschaltung zwischen TV-Betrieb oder AV-Wiedergabe. Ein nachfolgender weiterer Schalter dient zur Kanal 1- oder 2-Umschaltung bei Mehrkanaltonsendungen. Als Nächstes im Signalweg folgt die Raumklang-Schaltung, die bei Mono-Signal einen räumlichen, stereoähnlichen Klangeindruck erzeugt. Diese Funktion ist aus- und einschaltbar.
Die Raumklang-Schaltung besteht aus jeweils einem Operationsverstärker pro Kanal. Der erste Verstärker (Ausgang Pin 21) hat eine IC-interne festgelegte Verstärkung von -1.
Der zweite Verstärker ist umschaltbar zwischen der Verstärkung -1 und einer durch RS 55 gewählten Verstärkung. Der Raumklang-Effekt wird dadurch erreicht, daß der Eingang des zweiten Verstärkers über die Bandsperre RS 50/RS 51/CS 52/ RS 52/RS 53/ CS 53/ RS 54/ CS 54 ein normalphasiges NF-Signal und über den Bandpaß CS 56/ RS 58/CS 55/RS 57 das in der Phase invertierte Signal zugeführt bekommt. Es entsteht ein in der Amplitude lineares, aber in der Phase bei mittleren Frequenzen um 180° gedrehtes Signal.
Der Klang- und Lautstärkeeinsteller besteht je Stereokanal aus drei Operationsverstärkern mit elektronischen Potentiometern. Die Lautstärkeeinstellung erfolgt - für beide Kanäle getrennt - in je 64 Schritten. Eine Balance-Einstellung kann somit durch unterschiedliche Einstellung beider Kanäle erfolgen.
Die gehörrichtige (physiologische) Lautstärkecharakteristik wird durch eine Verknüpfung der Lautstärkeeinstellung mit der Höhen-/Tiefen-Einstellung erreicht. Bei Höhen- und Tiefeneinstellung erreicht man durch Außenbeschaltung mit je einem Kondensator eine einstellbare Anhebung bzw. Absenkung in jeweils 31 Stufen. Durch den Mikrocomputer IR 01 wird, ausgehend vom Klang-Einsteller-IC IS 60, über den I^2C-Bus die Information Mono/Stereo/Zweiton auf dem Bildschirm eingeblendet. Die Anschlüsse Pin 13, 15 koppeln, galvanisch durch CS 61/CS 65 getrennt, die so eingestellten NF-Signale zu den NF-Endstufen-IC's IA 05/IA 25

At the input BA 04, pin 14, to the decoder module the audio IF 5,5 MHz and 5,74 MHz (stereo/bilingual) or 6,5 MHz FM (OIRT audio) are available. In order to demodulate the 6,5 MHz without an additional switching information both 5,5 MHz (QS01) and 6,5 MHz (QS 09) ceramic filters are connected parallel and a 6,5 MHz (FS 10/CS 10) resonant circuit is added in series to the 5,5 MHz reference circuit.
The circuits are provided with such an attenuation, that the thus supplied audio signal has the optimal amplitude at the input of following IC IS 30.
By means of a diode-matrix (DS 01/DS 02/DS 03/DS 04/DS 11) the demodulator-ICs IS 10 and IS 01 can be muted with their pins 2 by three control paths:
- By the muting circuit via DS 03
- By data bus via DS 04
- Depending on the audio standard selected with microcomputer IR 01 via DS 02

In TV sets with multistandard audio, demodulated AM audio can be fed into pin 3 of IS 01. Pins 8 of the TBA 120 UB deliver the audio signal to stereo decoder IC TDA 6600.
In stereo mode the L+R signal goes via pin 23, the 2R signal and the 54 kHz pilot via pin 21 into IS 30. At output pins 2 and 6 the audio signals are available. The internal mono/stereo/bilingual detector delivers an information to the matrix and a four-level in/output pin 7. Controlled by the data bus IC 60 can force mono with 0 V at pin 2. Pin 7/IS 30 shows 6 V in stereo mode, 3 V with bilingual and 1,3 V with mono.

6.2 Tone Control

IS 60 is controlled by the I^2C-bus (pins 24, 25) and the four-level line at pin 2. Following input pin 1 and 3 a two-channel audio switch to select either TV audio or SCART input is implemented. The next switch selects channel 1/2 in bilingual mode. After that follows the spatial audio circuit, which produces a pseudo-stereophonic sound impression. The spatial audio stage consists out of one operational amplifier and a network for each channel.
Tone and volume control consists out of three op-amps with integrated electronic potentiometer for each channel. Volume control is done -for each channel separately- in 64 steps. The loudness function is automatically provided.
Treble and Bass control is done with one external capacitor for each channel and can be adjusted in 31 steps up and down.
Pins 13 and 10 supply, galvanic isolated by CS 61/CS 65, the audio signal to the power amplifier-ICs IA 05/IA 25.

6.3 Audio Output Stages

The output stages for both channels are identical. The ICs works as operational amplifiers with a feedback path. They are short circuit proof and have a thermal protection.
To suppress disturbing switching noise in the speakers, the high level delivered by the microcomputer at pin 20 while the switch-off procedure is also provided to the base of transistor TA 15. TA 15 conducts and grounds the audio inputs at pins 1 via RA0 3/RA 04, RA 23/24. The audio output stages are now blocked.

6.4 Muting Circuit

It has 2 functions:
- to inform the microprocessor (IR01) to stop the search when a station is received.
- to cut off the sound when there is no TV signal at the antenna.

In the case of no TV signal, the set will automatically go to standby mode after 5 minutes.
The CVS signal from pin 6 of IF module is driven to TM 03 via RM 01 and CM 02. TM 03 functions as a sync separator, extracting the horizontal sync from the signal. The extracted horizontal sync is the differentiated by RM 05, CM 06 and RM 06.
TM 12, RM 12, CM 09, RM 08, RM 09, CM 07, CM 08 and RM 07 constitute a damped oscillator tuned to 15.625 MHz. This oscillator cannot oscillate by itself and can only so if it is triggered by pulses with the same frequency as its own frequency.

6.3 NF-Endstufen

Beide Endstufen sind identisch aufgebaut. Die NF-IC's arbeiten als Operationsverstärker mit Gegenkopplungszweig; sind kurzschlußfest und thermisch geschützt. Die Sinus-Ausgangsleistung beträgt je 10 Watt an 8 Ohm.
Um störende Ausschaltgeräusche im Lautsprecher zu unterdrücken, gelangt vom Mikrocomputer IR 01, Pin 20, im Ausschaltmoment ein High-Pegel über RA 13/RA 15 an die Basis des TA 15. Dieser schaltet durch und legt über RA 03/RA 04, RA 23/RA 24 Low-Pegel an den NF-Eingang, Pin 1, der IC's. Dadurch werden die NF-Endstufen sofort gesperrt.

6.4 Mute-Schaltung

Da das Chassis den gesetzlichen Vorschriften genügen muß, sperrt ein Mute-Schaltung den Ton-Kanal, solange kein normgerechtes Fernsehsignal empfangen wird. Diese Mute-Schaltung soll nur das vom ZF-Teil kommende FBAS-Signal auswerten. Videotext, Bildschirmtext oder von extern über die Euro-AV-Buchse zugeführte Videosignale dürfen die Tonabschaltung nicht beeinflussen.
Die Mute-Schaltung ist realisiert mit den Transistoren TM0 3, TM 12, TM 16, TM 18. Sie erzeugt gleichzeitig den Suchlauf-Stop-Impuls. TM03 wird über RM 01, CM 02 mit dem FBAS-Signal vom ZF-Modul, Anschluß 6, angesteuert. Er wirkt als Impulstrennstufe und liefert die Horinzontal- und Vertikalsynchronimpulse an ein elektronisches Bandpaßfilter, welches auf 15625 Hz abgestimmt ist. Am Kollektor des TM12 bildet sich eine sinusförmige horizontal-frequente Steuerspannung für die Schaltstufe mit TM 16 und TM 18. TM 16 wird periodisch leitend und lädt über RM 17, CM17 (2,2 µF), woraufhin TM 18 solange leitend bleibt, wie H-Synchronimpulse im Steuersignal vorhanden sind.
Die 12 V-Spannung gelangt vom Kollektor des TM 18 an den Mute-Eingang, Anschluß BA 04-17, des Audio-Moduls und als STOP-Signal für den Sendersuchlauf an Pin 36 des Bedienteilprozessors IR01. Über diesen DC-Pegel wird auch die Schlummerschaltung (automatisches Schalten in Standby nach 5 Minuten ohne Sendersignal) aktiviert.

7. Videosignalverarbeitung

7.1 FBAS-Signal

Vom Ausgang 6 des ZF-Verstärkers gelangt das FBAS-Signal über die 5,5 MHz-Sperre (Tonträger) CV 63, LV 63, RV 63 und RV 62 zum Anschluß 13 der Euro-AV-Interfaceplatte. Mit CE 11 entkoppelt, wird das FBAS-Signal von Pin 3 des IC IE 10 über Pin 2 und RE 11 niederohmig an die Euro-AV-Buchse, Anschluß 19, geführt. Externe Video-Signale werden am Anschluß 20 der Euro-AV-Buchse eingespeist. Liegt, vom Mikrocomputer IR 01 kommend, am Anschluß 7 der Euro-AV-Platine High-Pegel, so schaltet der Transistor TE 10 durch und legt Low-Pegel an Pin 5 des IE 10. In diesem Fall passiert das interne Videosignal den Videoschalter zum Pin 6 des IC's. Bei Low-Pegel am Anschluß 7 der Euro-AV-Interfaceplatte wird das extern an der Euro-AV-Buchse anliegende Videosignal durchgeschaltet. Vom Anschluß 10 der Euro-AV-Interfaceplatte gelangt über RV 27, RV 28, die Y-Verzögerungsleitung VV 28 und CV 71 das Videosignal an Pin 58 des Multifunktionsprozessor-IC IV 01. In VV 28 integriert befindet sich eine 4,43 MHz-Falle. An Pin 58 liegt demzufolge das Y-Signal ohne Farbinformation. Im SECAM-Betrieb ist außerdem die 4,25 MHz-Falle LV 29, CV 29, TV 29 aktiviert. Durch TV 65, CV 65, LV 64, RV 64 wird das Y-Signal differenziert und über CV 68 an Pin 56 in der Sharpness-Stufe zum Y-Signal addiert. Das Maß der daraus resultierenden Frequenzanhebung im Y-Signalweg bestimmt die an Pin 55 mit PV 58 eingestellte Gleichspannung. An Pin 59 erfolgt, gleichspannungsgesteuert, die Kontrasteinstellung, wobei gleichzeitig auch die Farbsättigung mit verändert wird. Eine IC-interne Matrix bildet aus dem zugeführten Y-Signal und den bereits niederfrequenten Farbdifferenzsignalen die RGB-Signale.
Externe RGB-Signale vom Euro-AV-Anschluß oder "IMC"-Signale vom Bedienteil-Mikrocomputer gelangen über Pin 47, 49, 51 und 53 an den Multifunktionsprozessor. Das "Fastblanking"-Signal an Pin 53 bestimmt, ob das Videoeingangssignal oder die RGB-Signale zur Bildröhrenansteuerung weitergeleitet werden. Die Helligkeitseinstellung erfolgt gleichspannungsgesteuert an Pin 48, während in den Kondensatoren CV 49, CV 51, CV 52 an Pin 44, 45, 46 eine Gleichspannung zur Schwarzwerthaltung gespeichert ist.

The differentiated pulses from CM 06 will trigger the oscillator to oscillate. The oscillations at the collector of TM 12 are then coupled via CM 13 to the base of TM 16. The value of RM 12 is chosen such that the circuit is near to oscillation and can only be set to oscillate by the incoming sync pulses.
The oscillations are ac coupled to TM 16 by CM 13. TM16, TM 18, CM 17, RM 16, RM 17 and RM 18 convert these oscillations into a DC level of about 11 volts available at the collector of TM 18. TM 16 periodically becomes conductive and charges CM 17 through RM 17. CM 17 and RM 17 form an integrator to obtain a DC voltage to turn on TM 18
The DC is directly coupled to the IF-module to release the sound and to pin 36 of the microcomputer IR 01 to stop the search mode.

7. Video Circuit

7.1. CVBS Signal

The video signal, coming from pin 6 of the IF-amplifier, goes across a 5,5 MHz trap (audio carrier) CV 63, LV 63, RV 63 and RV 62 to pin 13 of the SCART-interface board. Decoupled with CE 11 it is supplied from pin 3/IE 10 via pin 2 and RE 11 to SCART connector pin 19. External video sources are to be connected to the SCART connectors pin 20. If the microcomputer IR01 produces a high level at pin 7/SCART-interface transistor TE 10 conducts and pulls pin 5/IE 10 to low. Now the internal video signal passes the video switch to pin 6. With a low level at pin 7/SCART-interface the external signal will pass.

Coming from pin 10/SCART-interface the video signal goes through RV 26, RV 28, the Y-delay line VV 28 and CV 71 to pin 58 of the multifunction processor IV 01. Integrated into VV2 8 is a 4,43 MHz color trap which can be switched off for S-VHS. So only luminance signal is standing at pin 58. In SECAM mode also the 4,25 MHz trap, consisting out of LV 29, CV 29, TV 29, is activated. TV 65, CV 65, LV 64, RV 64 differentiate the luminance signal and add it in the sharpness stage to the Y-signal
The additional gain of the high frequency portions can be adjusted with PV58 at pin 55. A variable DC at pin 59 controls the contrast and, at the same time, the color saturation. Out of the Y-signal and the demodulated color difference signals the following internal matrix forms the RGB signal. External RGB signals from the SCART-connector or as 'OSD'-signal from the microcomputer are connected to pin 47, 49, 51 and 52. The fast blanking signal FB at pin 52 determines if either the video source or the RGB signal is going to the picture tube.

Brightness adjusted with a DC at pin 48. Capacitors CV 49, CV 51, CV 52 at pins 44, 45, 46 store DC voltages that keep the correct black-level. After vertical and horizontal flyback blanking the RGB signals leave IV01 via pins 41, 42, 43.

Nach erfolgter Horizontal- und Vertikal-Rücklaufdunkeltastung verlassen die RGB-Signale an Pin 41, 42, 43 den Multifunktionsprozessor. Ein jeweils nachgeschalteter Tiefpaß befreit das RGB-Signal von eventuell vorhandenen parasitären Schwingungen oberhalb 5 MHz. Von hier werden die RGB-Signale über den Stecker BV 01 der Bildröhrenplatte zugeführt.

7.2 Strahlstrombegrenzung

Vom Strahlstrom abhängig, entsteht am Fußpunkt, Anschluß 4, der Hochspannungswicklung des Diodensplittrafos über RL 08 eine negative Regelspannung, die sich durch Zuführung der Systemspannung über RL 05 in eine positive wandelt. Sie gelangt über RL 06, CV 81, DV 81 und mit PV 79 einstellbar an den Kontrastregeleingang, Pin 59. Damit wird automatisch ein zu starkes Ansteigen des Strahlstromes in der Bildröhre verhindert.

7.3 Farbsignalweg

7.3.1 Automatische Normenumschaltung

Der Multifunktionsprozessor TA8659 (IV01) kann alle empfangbaren Farbstandards (PAL, SECAM, NTSC 4.43 MHz, NTSC 3.58 MHz, Schwarz-Weiß) decodieren. Nachdem die Norm identifizert worden ist liefert das IV 01 drei Schaltspannungen. S1 am Pin 20, S2 am Pin 11 und S3 am Pin 21 treiben Schalttransistoren um die entsprechenden Farbfallen und Bandpaßfilter zu schalten. Liegt kein Signal an, werden der 4.43 MHz und der 3.58 MHz Oszillator in vorgegebenen Zeitintervallen angestoßen. Die Oszillation dauert jeweils vier Suchperioden. Die Zeitkonstante für eine Suchperiode wird am Pin 25 des IV01 festgelegt. Die ersten vier Suchdurchläufe werden bei 4.43 MHz durchgeführt, die Norm-Identifikation wird über die Ausgänge der PAL/SECAM/NTSC Identifikationskreise vorgenommen. Die Identifikation wird mittels Spannungen an den Pin 22, 23 und 27 festgestellt (siehe auch Tabelle im Text). CC 57, CC 58 und CC 62 an diesen drei Pins liefern,je nach identifizierter Farbnorm, verschiedene Spannungspegel. Die Normumschaltung geschieht während der vertikalen Austastzeit. Umschaltstörungen im Bild können so vermieden werden. Konnte die Norm nicht in diesen vier Suchdurchläufen mit 4.43 MHz festgestellt werden, werden vier weitere Suchdurchläufe mit 3.58 MHz durchgeführt. Während dieser Zeit wird die Norm auf NTSC 3.58 MHz geschaltet. Wird die Norm immer noch nicht erkannt, wird die Suche mit 4.43 MHz fortgesetzt. Deshalb wird beim Empfang von Schwarz-Weiß-Signalen die Suche permanent wechselnd zwischen 4.43 MHz und 3.58 MHz fortgeführt.
Da ständig alle drei Identifikationskreise aktiviert sind, ist die Norm-Erkennungszeit sehr kurz. Zur SECAM Identifikation kann zwischen Zeilenidentifikation und Zeilen- und Bildidentifikation umgeschaltet werden. Die Umschaltung wird mittels einer Spannung am Pin 20 des IV01 vorgenommen.
Durch Kombinierung der logischen Pegel SWI (Pin10), SWII (Pin11) und SWIII (Pin 10) kann PAL/SECAM/NTSC 4.43 MHz/NTSC 3.58 MHz identifiziert werden. Eine Identifikation zwischen 4.43 MHz und 3.58 MHz ist über SWII (Pin 11) möglich.

7.3.2 PAL Farbsignal-Verarbeitung

Das Farbsignal wird mittel eines 4.43 MHz Bandpaßfilters, bestehend aus RC 24, LC 24, CC 24, CC 25, RC 26 und CC 26 vom FBAS-Signal getrennt. Über Pin 20 gelangt es in IV01, durchläuft einen geregelten Farbverstärker, um die Amplitude des Signales konstant zu halten. Danach, am PAL/SECAM/NTSC Schalter, geht das Signal über Pin 14 in die 1H Verzögerungsleitung um über Pin 12 auf die PAL/NTSC Matrix zu gelangen. Gleichzeitig durchläuft ein direktes (unverzögertes) Signal den PAL/SECAM/NTSC-Schalter und gelangt ebenfalls in die PAL/NTSC Matrix. In der Matrix wird die Summe und die Differenz des verzögerten und des unverzögerten Signales gewonnen. Die Farbdifferenzsignale R-Y und B-Y werden mit Hilfe von Zweiphasen-Quadraturdemodulatoren demoduliert. Die demodulierten R-Y und B-Y Signale gehen dann über einen zweiten PAL/NTSC/SECAM Schalter zu den Pins 2 und 64.

Eventually occuring parasitic oscillation above 5 MHz are filtered out by the following low-pass-filters. Via connector BV 01 and the automatic cutoff control board the RGB signal are then supplied to the RGB output stages.

7.2 Beam Current Limiting Circuit (BCL)

The beam current effects a corresponding negative voltage drop across the footing-resistor (RL 08) of the high-voltage winding of the DST. When the beam current increases (more contrast), the current flowing through DST will reduce the voltage at RL 08. When the beam current is too high, the voltage at RL 08 will decrease until it turns on DV 81. The voltage at pin 59 of IV 01 will be pulled down and the contrast reduces. Consequently the beam current reduces. In this way, there will be a stabilisation in the beam current at a limited value.

7.3 Chrominance Circuit

7.3.1 Automatic Standard Select

The multifunction-processor TA8659 (IV01) is able to decode automatically the colour standards received (PAL,SECAM, NTSC 4,43 MHz, NTSC 3,58 MHz, Black and White). Once the colour standards has been identified IV01 will provide 3 switching signals. S1 at pin 10, S2 at pin 11 and S3 at pin 21 to drive transistors to switch the chroma traps and bandpass filters. During the no-signal period, 4,43 MHz and 3,58 MHz oscillation is repeated with predetermined time intervals. The oscillation continues for 4 sweep periods, and a one-sweep period is determined by the time constant of pin 25 of IV01. First, 4 sweeps are applied to 4,43 MHz, and the system identification is performed by the outputs from PAL/SECAM/NTSC identification circuits. This identification is determined by voltages at pins 22, 23 and 27 as shown in the following table. CC 57, CC 58 and CC 62 are connected to the respective 3 pins to provide different voltage level to identify different standards. System switching is achieved within the V-BLK period; therefore, no switching noise appears on the screen. When the system is not determinated within the 4-sweep period under 4,43 MHz, another 4-sweep is continued under 3,58 MHz. During this period, when the status in Table 5.1 appears on ID output, NTSC 3,58 MHz signal is judged to be received and the system is fixed on this basis. When the system is not determined within the 4-sweep period under 3,58 MHz, the sweeping will be repeated under 4,43 MHz. Therefore, during the reception of B/W signals, the 4,43 MHz and 3,58 MHz sweepings are alternately repeated. Since three independent identification circuits are always in operation the system identifying time has been reduced. For SECAM identification, switching is possible between line ID and Line ID + frame ID. This switching can be achieved by the voltage applied to pin 20 of IV 01. By the combinations of output logic from SWI (pin 10), SWII (pin 11) and SWIII (pin 21), system of PAL/SECAM/NTSC 4,43 MHz/ NTSC 3,58 MHz can be identified. Identification between 3,58 MHz or 4,43 MHz is possible by monitoring SWII (pin 11).

7.3.2 PAL Chroma Processing

The chroma signal is extracted from the CVBS by the 4,43 MHz bandpass filter comprising RC 24, LC 24, CC 24, CC 25, RC 26, LC 26 and CC 26. The colour signal, through pin 20 of IV 01, will go to the gain controlled chrominance amplifier stage (ACC) so that the amplitude of the signal will be constant. Then, at the PAL/SECAM/NTSC switch, the PAL signal goes to pin 14 to drive the 1H delay line. It then goes to the PAL/NTSC matrix via pin 12. At the same time, a direct signal from the PAL/NTSC/SECAM switch also enters the PAL/NTSC matrix. At the PAL/NTSC matrix, the sum of and the difference between these direct and delayed signals are obtained. The colour difference signals R - Y and B - Y are demodulated by means of quadrature two-phase demodulation. The demodulated R - Y and B - Y signals then go to pins 2 and 64 respectively via the second PAL/NTSC/SECAM switch.

7.3.3 SECAM Farbsignal-Verarbeitung

Das SECAM-Signal gelangt über das Glockenfilter, bestehend aus RC 22, CC 22, CC 23, LC 23 und RC 23, an den Pin 18 des IV 01. Das Signal durchläuft den Begrenzerverstärker und geht auf den PAL/SECAM/NTSC Umschalter. Nach dem Schalter durchläuft es die 1H-Verzögerungsleitung und den SECAM-Permutator. Gleichzeitig geht ein direktes Signal vom PAL/SECAM/NTSC Schalter in den Permutator. Das Ausgangssignal des Permutators wird in einem FM-Decoder mittels Quadratur-Demodulatoren demoduliert. Jeder Demodulator besteht aus einem Phasenschieberkreis an den Pins 4 und 5, bzw. Pins 8 und 9. CC 13 und LC 13 bilden einen auf 4,25 MHz Oszillatorkreis für den SECAM R-Y-Detektor, während CC 17 und LC 17 einen auf 4.406 MHz abgestimmten Oszillatorkreis für den SECAM B-Y Detektor bilden. Nach der Demodulation folgt eine Deemphase durch CC 01 und CC 02 um die senderseitige Preemphase (zur Erhöhung des Störspannungs-Abstandes) aufzuheben. Das demodulierte SECAM-Signal geht dann auf den zweiten PAL/SECAM/
NTSC Umschalter und zu den Ausgangspins 2 und 64.

7.3.4 NTSC Farbsignal-Verarbeitung

Das NTSC Farbsignal wird dem Pin 20 des IV01 über

- das PAL Farb-Bandpaßfilter für NTSC 4,43 MHz
- das PAL Farb-Bandpaßfilter mit CC 27 parallel für NTSC 3,58 MHz

Der Farbhilfsträger (Burst) wird über ein BURST GATE aus dem Farbsignal selektiert. Der Burst dient zur Identifizierung des Farbstandards (PAL oder NTSC). Das NTSC Farbsignal wird über den PAL/NTSC/SECAM Schalter auf die PAL/NTSC Matrix gegeben, wo es in R-Y und B-Y demoduliert wird. Diese beiden Signale gehen dann auf den zweiten PAL/NTSC/SECAM Schalter und dann zu den Ausgangspins 2 und 64.

7.3.5 Farbsignal-Verarbeitung

Die Farbdifferenz-Signale R-Y und B-Y werden von den Pins 2 und 64 kommend über Tiefpaßfilter bestehend aus RC 06, RC 07, LC 07, CC 08 und RC 01, LC 03, RC 03 und CC 04 auf die Pins 62 und 60 geleitet. Am Eingang werden die Signale geklemmt und dann auf die verstärkungsgeregelten Stufen geschickt. Die Verstärkung wird über die Spannungen an den Pins 7 und 59 gesteuert. Im G-Y Block wird das G-Y Signal aus R-Y und B-Y zurückgewonnen. B-Y, R-Y und G-Y werden mit dem Y-Signal in der RGB-Matrix ummatriziert. CV 49, CV 51 und CV 52 (an Pins 44, 45 und 46) dienen als Klemmfilter zur Helligkeitssteuerung.

Das RGB-Signal läuft nun über einen schnellen Schalter TV/EXT mit dem die Einblendung externer RGB-Quellen (Pins 47, 49 und 51) zur IMC Menü-Einblendung oder RGB von der EURO-AV-Buchse vorgenommen wird. Die Schaltfunktion wird mittels einer Gleichspannung am Pin 53 (Fast Blanking) durchgeführt. Das eingblendete RGB-Signal wird, ehe es auf den Schalter geht, auf Schwarzpegel geklemmt und auf einen Linear-Verstärker gegeben, dessen Verstärkungsfaktor mit einer Gleichspannung am Pin 59 eingestellt werden kann. Nach dem Schalter erfolgt die Helligkeitseinstellung, wo der Gleichspannungsanteil des Signales über eine integierte PWM aus dem Mikrocomputer IR01 am Pin 48 eingestellt werden kann. Über die Austaststufen gelangt das Signal an die Ausgangspins 41, 42 und 43.

7.3.3 SECAM Chroma Processing

The SECAM signal will arrive at pin 18 of IV 01 via the Bell Filter consisting of RC 22, CC 22, CC 23, LC 23 and RC 23. The signal is led to the limiter-amplifier and enters the PAL/NTSC/SECAM switch. After the switch, it goes out of pin 14, drives the 1H delay line and enters the SECAM permutator. At the same time, a direct signal also goes into the permutator from the PAL/NTSC/SECAM switch. The signal output from the permutator is subject to demodulation by the FM decoder. Quarature demodulators are employed to demodulate this signal. Each consists of an external phase-shifting circuit at pins 4 and 5, or at pins 8 and 9. CC 13 and LC 13 constitute a 4,25 MHz tuned tank circuit for SECAM R - Y detector, connected to pins 4 and 5, while CC 17 and LC 17 act as a 4,406 MHz tuned tank circuit for SECAM B - Y detector to pins 8 and 9. After demodulation, the B - Y and R - Y signals are deemphasised by CC 02 and CC 01. The signals have to be deemphasised because they have been preemphasised at the transmitter for better noise protection. The demodulated SECAM signals go to the second PAL/NTSC/SECAM switch and are then output to pins 2 and 64.

7.3.4 NTSC Chroma Processing

The NTSC chroma signal is fed into pin 20 of IV 01 via

- the PAL chroma bandpass filter for NTSC 4,43 MHz
- the PAL chroma bandpass filter parallel to CC 27 for NTSC 3,58 MHz.

The colour burst is extracted from the chroma signal by the BURST GATE. This is used to identify the colour standard (PAL or NTSC). The NTSC chroma signal is fed into the PAL/NTSC/SECAM switch and then to the PAL/NTSC matrix where it is demodulated into B - Y and R - Y. These 2 signals are then fed into the second PAL/NTSC/SECAM switch and output to pins 64 and 2.

7.3.5 Color Signal Processing

The colour difference signals B - Y and R - Y, from pins 64 and 2 are fed to pins 62 and 60 via low pass filters comprising RC 06, RC 07, LC 07, CC 08 and RC 01, LC 03, RC 03, CC 04 respectively. The signals are clamped at the inputs. They then proceed to the gain controlled stages (Unicolour/Colour), where the gain is controlled by the voltages at pins 7 and 59. G - Y is regenerated from B - Y and R - Y signals in the G - Y block. Then B - Y, R - Y and G - Y signals are applied to the RGB matrix along with the Y signal where R,G, B are recovered. CV 49, CV 51 and CV 52 at pins 44, 45 and 46 actas clamp filters for brightness control.

The matrix RGB are taken to a fast switch, TV/EXT Switch, facilitating insertion of external RGB (pins 47, 49 and 51) for IMC On-Screen Display or RGB signals from the SCART plug. This is possble if the switch is set to EXT by applying a DC voltage at pin 53 (Fast Banking). The inserted RGB signals, before going to the switch, are black-level clamped and pass through the linear amplifier (Text Contrast) where its gain can be controlled by voltage at pin 59. After the switch, the signals are taken through the Brightness Control circuit where their DC level is controlled by voltage at pin 48 which is from the PWM pulses from IR 01.

Farbnorm Standard	Logik Logic		Idenficatio n		
	Pin 10	Pin 11	Pin 22	Pin 23	Pin 27
PAL	6V	6V	12 V	6 V	12 V
SECAM	6V	0V	6 V	12 V	6 V
NTSC 4,43 MHz	0V	6V	6 V	6 V	12 V
NTSC 3,58 MHz	0V	0V	0V	0 V	12 V

Abb./Fig. 9 Farbnormtabelle / Table colour standard

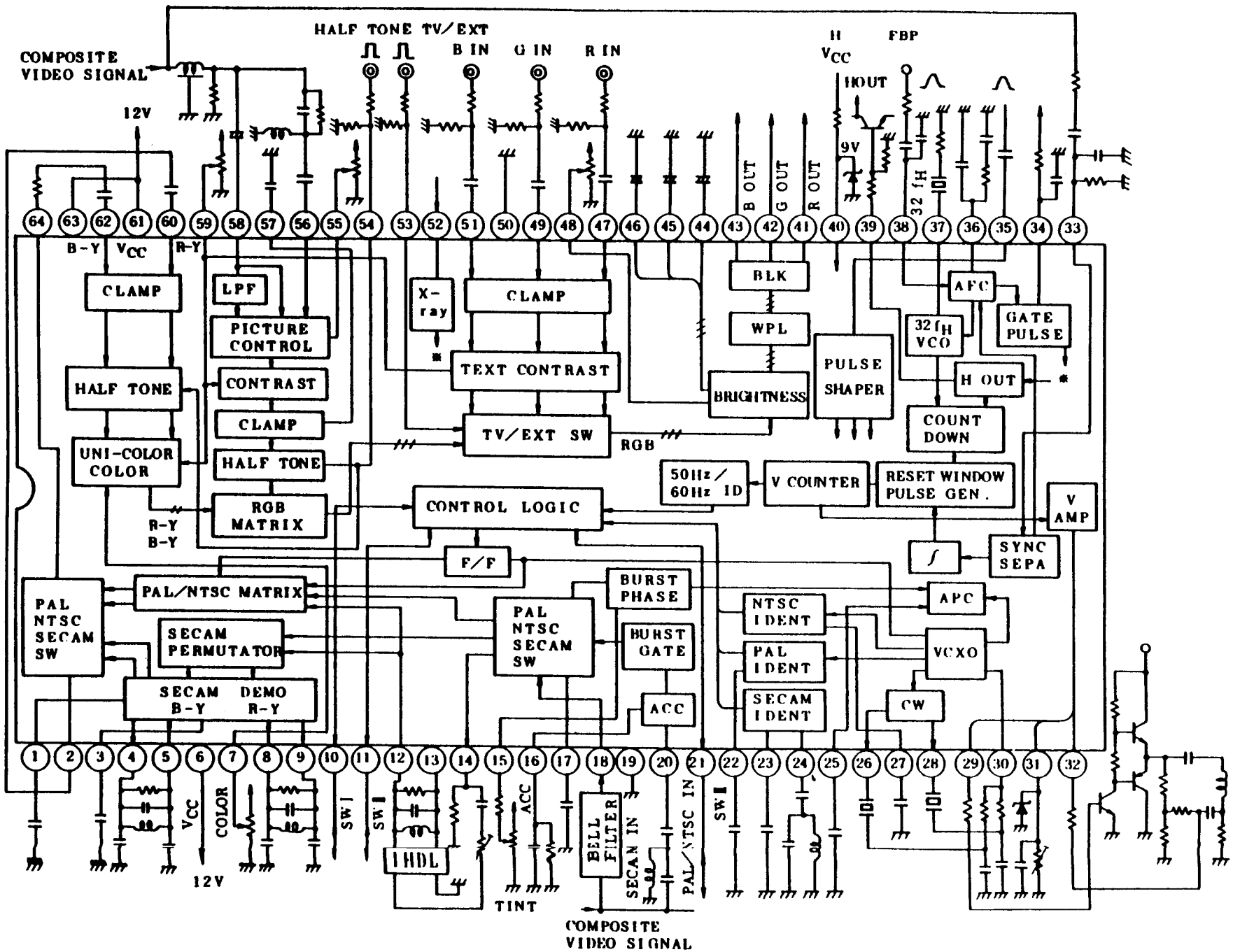


Abb./Fig. 10 Blockschaltbild TA 8659 N / Block diagram TA 8659 N

Pin-Belegung mit Spannungen - Terminal Functions

VOLTAGE CHARACTERISTICS

# Pin	Terminal	Typ.
1	SECAM B- Y De Emphasis	8,65
2	R-Y OUT	7,95
3	SECAM B - Y	8,65
4	SECAM B - Y	6,5
5	SECAM B - Y	6,5
6	Vcc	Vcc
7	Color control	—
8	SECAM R - Y	6,5
9	SECAM R - Y	6,5
10	SW I	6,0
11	SW II	6,0
12	Delay line input	5,2
13	Bias	5,2
14	Delay line Drive	10,25
15	Tint Control	5,9
16	ACC Filter	11,3
17	DC Feed Back	3,55
18	SECAM Input	4,45
19	GND	GND
20	PAL/NTSC Input	5,85
21	SW III	2,0
22	PAL Ident	4,35
23	SECAM Ident	4,35
24	SECAM Reference	5,8
25	APC Filter	6,0
26	4,43 MHz X'tal	3,15
27	NTSC Indent	4,45
28	3,58 MHz X'tal	3,15
29	Vertical Drive	—
30	VCXO	9,5
31	Vertical Ramp	—
32	Vertical	—

IC TA 8659 N

VOLTAGE CHARACTERISTICS

Typ.	Terminal	# Pin
7,95	B-Y Output	64
Vcc	Vcc	63
6,2	B-Y Input	62
Vcc	Vcc	61
6,2	R-Y Input	60
—	Contrast Control	59
4,8	Video Input	58
5,9	Clamp	57
3,25	Diff. Input	56
5,4	Picture Sharpness	55
		54
—	TV/EXT. SW	53
		52
6,0	Ext. B Input	51
GND	GND	50
6,0	Ext. G Input	49
—	Bright control	48
6,0	Ext. R Input	47
3,2	B Clamp	46
3,2	G Clamp	45
3,2	R Clamp	44
1,25	B Output	43
1,25	G Output	42
1,25	R Output	41
H. Vcc	H. Vcc	40
—	Horizontal Output	39
6,7	H. AFC Pulse Input	38
3,05	VCO	37
7,5	AFC Filter	36
4,1	H. BLK Input	35
—	Gate Pulse Filter	34
6,0	Sync Separation Input.	33

Abb./Fig. 11 Pinbelegung TA 8659 N / TA 8659 N terminal functions

7.4 Automatische Schwarzwert- und Verstärkungsregelung (Auto-Cut-Off)

Der IC ID 01 ist ein spezieller Schaltkreis zur Steuerung der automatischen Schwarz- und Weißwertregelung. Da der Gleichspannungs-Arbeitspunkt und die Amplitude der RGB-Signale übereinstimmen müssen, ist in jedem Kanal eine Klemmung erforderlich. Mit der positiven Flanke des negativen Vertikal-Rücklaufimpulses am Steckerstift BD 01 wird, nach Signalinvertierung in TD 31, am Pin 18 des IC's die Cut-Off-Funktion gestartet.
Die Regelung gleicht die Drift aller Videostufen, einschließlich die der Videoendstufen aus. Der Regelkreis arbeitet parallel für alle RGB-Stufen, unsichtbar für den Betrachter, während des Bildwechsels. Zeitlich liegt der Beginn der Schwarzwertregelung bei Zeile 18 des insgesamt 23 Zeilen andauernden Vertikal-Rücklaufes. Als Taktsignal dienen die an Pin 13 zugeführten Zeilenimpulse.
Während der 18. und 19. Zeile liefert der IC an Pin 22, 26, 30 Ansteuerimpulse zur Schwarzwert-Messung für die RGB-Endstufe. In den Zeilen 20 und 21 erfolgt in gleicher Weise die Weißwert-Messung. Zur Aufbereitung der Ansteuerimpulse benötigt der IC an Pin 2, 4 und 6 einen Gleichspannungspegel von 3V. Pin 15 legt während der Meßzeit (18. bis 22. Zeile) Low-Pegel an IC ID 12, Pin 9, 10, 11. Dieser liefert nun vom Spannungsteiler RD 11, ID 11, RD 14, PD 11, RD 13 den geforderten 3 V-DC Pegel.
Die Meßwiderstände der RGB-Endstufe PT 12, RT 09, PT 22, RT 19, RT 30 liefern einen dem Kathodenstrom proportionalen Spannungsabfall. Dieser gelangt über Pin 19, 23, 27 in den IC ID 01 und wird dort mit zwei Referenzspannungen verglichen.
Als Vergleichspannung dient eine Spannung von 9,5 V für den Schwarzwert und eine Spannung von 5 V für die Verstärkungsregelung. Dies ergibt ein Verhältnis 1:10 zwischen der Schwarz- und Weißwertmessung. Die Differenz zwischen dem an Pin 2, 4 und 6 anliegenden Gleichspannungspegel und dem Spannungsabfall an den Meßwiderständen wird für den Schwarzwert in den Kondensatoren CD 01, CD 02, CD 03 abgelegt. Die Kondensatoren CD 04, CD 06 und CD 07 speichern die Spannung für den Weißwert. Entsprechend der Höhe dieser Spannungen stellt IC ID 01, individuell an die Bildröhre angepaßt, den Grauwert und Weißwert ein.
Die Amplitude der RGB-Ausgangssignale bestimmt den Weißwert und ist mit PT 12, PT 22 einstellbar. Die dem RGB-Signal unterlegte Gleichspannung legt den Grauwert fest. Dieser ist mit PD 11 einstellbar.

7.5 RGB-Endstufen

Das vom IV01 kommende RGB-Signal durchläuft, ehe es auf die Verstärker gegeben wird, die Tiefpaßfilter RV 49, LV 49, CV 46 und RV 51, LV 51, CV 47 und RV 51, LV 52, CV 48. Diese Tiefpaßfilter reduzieren ein "Nachklingeln" und harmonische Interferenzen von den Chromaoszillatoren. Nachdem dann das RGB-Signal durch das Auto-Cut-Off-Modul gelaufen ist, gelangt es auf die jeweilige Farbendstufe. TT 11, TT 21, TT 31 sind Treiber-Inverter, TT 07,TT 12 und TT 17, TT 22 und TT 27, TT 32 bilden die Endstufen. LT 08, LT 18 und LT 28 verbessern den Frequenzgang im hochfrequenten Bereich.

8. Horizontal-Ablenkstufe mit Ost-/West-Korrekturschaltung

Die Ansteuersignale für die Horizontalendstufe werden im Multifunktionsprozessor IV 01 in einer PLL-Schaltung aufbereitet. Ein auf 503 kHz schwingender VCO (Voltage Controlled Oscillator = spannungsgesteuerter Oszillator) liefert über einen Teiler zeilenfrequente Impulse. Ein Phasenvergleich vergleicht diese mit der Frequenz der Zeilensynchronimpulse aus dem Amplitudensieb. Liegt eine Frequenz- oder Phasenabweichung des VCO vor, so zieht eine Regelspannung diesen so lange nach, bis beide Frequenzen frequenz- und phasengenau übereinstimmen. Extern an Pin 37 arbeitet der 503 kHz-Keramikschwinger QL 45.
Zur Siebung der VCO-Regelspannung liegen an Pin 36 CL 43, RL 44 und CL 44. Positive Zeilenrücklaufimpulse vom Diodensplittrafo LL 05 über RL 38, RL 41, CL 41 an Pin 38 bestimmen im Phasenvergleich den Start der Zeile am Bildschirm. Mit PL 39 erfolgt die Grundeinstellung der Horizontal-Lage (-Phase).
An Pin 39 werden die aufbereiteten zeilenfrequenten Rechteck-Impulse herausgeführt. Mit DL 17 entkoppelt, gelangen diese über RL 16 und CL 16 an TL 17.

7.4 Automatic Cut-Off and Drive Correction

IC ID 01 is a special circuit for controlling automatically the picture tubes black and white levels.
Because the picture tube's DC operation point and the RGB signals amplitude have to be equal, clamping is necessary in each channel. With the rising flank of the negative vertical flyback signal (connector BD01) the Auto Cut Off function is started at the IC's pin 18.
The control loop is working parallel for all RGB stages by compensating the drift of all videostages including the videooutput stages. Invisible for the viewer the black level detection is made during the 18th line of the 23 line long vertical flyback. A horizontal frequency supplied at pin 13 works as a clock signal.
During the 18th and 19th line control pulses are inserted via pins 22, 26 and 30 to measure the RGB output stages black level. During lines 20 and 21 the white levels are measured by the same means. To process the control pulses a 3 V DC is needed at pins 2, 4 and 6. Pin 15 delivers a low-level at pins 9, 10 and 11 of IC ID 12 during the measurement (lines 18 to 22). Voltage divider RD 11, ID 11, RD 14, PD 14, RD 13 then shows the needed 3 V DC.

Across the precision resistors PT 12, RT 09, PT 22, RT 19, RT 30 (in the RGB-Outputstages) a voltage proportional to the cathode current is detected via pins 19, 23, 27 of IC ID 01 and compared with two reference voltages. These are 9.5 V for the black level and 5 V for the drive control. This results in a 1:10 ratio between black and white level measurement. The difference voltages between the DC at pins 2, 4 and 6 and the voltage across the sensing resistors are stored in CD 01, CD 02, CD 03 for the black level and in CD 04, CD 06 and CD 07 for the white level. According to these voltages IC ID 01 will, individually matched to the picture tube, set the correct grey and white levels.
The RGB signal's amplitude determines the white level. It is adjustable with PT 12 and PT 22. The superimposed DC level determines the grey level. This is adjustable with PD 11.

7.5 RGB Output Stages

RGB signals from pins 41, 42 and 43 of OV 01 are led to their video amplifiers via the low pass filters RV49, LV 49, CV 46 and RV 51, LV 51, CV 47 and RV 52, LV 52, CV 48 respectively. These low pass filters will reduce video ringing and harmonic interference from the chroma oscillators. After going through the auto cut-off module the three colour signals are amplified and inverted by their respective video amplifiers, TT 11, TT 21 and TT 31. LT 08, LT 18 and LT 28 improve the frequency response in the high frequency range.

8.Horizontal Deflection and East-West Correction

Multifunction-processor IV 01 incorporates a countdown system with a 503 kHz (32 x fH) voltage controlled oscillator employing a ceramic oscillator QL 45, to achieve an adjustment-free horizontal vertical deflection system. The horizontal flyback pulse is converted to sawtooth waveform by integrator RL 38, RL 41, CL 39 and PL 39 and is then fed to PIN 38 of IV 01. CL 41 acts as a coupling capacitor. The sawtooth and horizontal sync signals from the sync separation circuit are led into AFC circuit (in IV01) and activate the phase detector. Phase difference (frequency difference) between sawtooth wave signal and horizontal sync signal is detected by the phase detector and then converted to DC voltage (AFC voltage) by integrator CL 43, RL 44 and CL 44 at pin 36 of IV 01.

The oscillation frequency (32 x fH) of the VCO is controlled by this AFC voltage. Horizontal output is obtained at pin 39 of IV01 by applying 32 frequency divisions to the signal from 32 x fH (503 kHz) oscillator. This will render the alignment of horizontal scanning frequency unnecessary.
The horizontal signal, TH, from pin 39 of IV01 is fed to TL 17 via DL 17, RL 16 and CL 16. DL 17 and DL 16 isolate output pin 39 from the protection circuit of TV 01 and TV 02.

Der Horizontal-Treibertransistor TL 17 verstärkt die Impulse, um über den Treiber-Transformator LL 19 den erforderlichen Basissättigungsstrom für TL 19 zu erzeugen. Das RC-Glied RL 18, CL 18 bedämpft die beim Abschalten von TL 17 enstehenden Spannungsspitzen.
Der Transistor TL 19 arbeitet als Schalter, dem die Dioden DL 21, DL 22 parallel geschaltet sind. Dadurch wird ein Inversbetrieb des Transistors verhindert. Außerdem sind die Dioden Bestandteil des O/W-Diodenmodulators (110°-Geräte).
An folgendem Beispiel soll die Funktion der Horizontalablenkschaltung im eingeschwungenem Zustand erläutert werden. Die wichtigsten Bauteile sind wie folgt bezeichnet:

BL 01 = Horizontalablenkspule
CL 24 = Hinlauf- und Tangenskondensator
CL 21/22 = Rücklaufkondensator
TL 19 = Schalttransistor
DL 21/22 = Schaltdiode

Der wirksame Rücklaufkondensator während der Sperrphase von TL 19 wird durch Reihenschaltung von CL 21 und CL 22 gebildet. Spannungs- und Stromverlauf im Zeitabschnitt einer Zeile sind in Abbildung 11 und 12 dargestellt.
Es ist folgender Ablauf zu erkennen:

Horizontal driver TL 17 amplifies the pulses to get through driver transformer LL 19 enough base saturation current for TL 19.The RC combination RL 18, CL 18 dampen peaks occuring during the switch-off time of TL 19.
Transistor TL 19 works as a switch. With parallel diodes DL 21 and DL22 an inverse operation is prevented. In 110 deg.sets these diodes are also part of the E/W diode modulator.
The functional principle of the horizontal deflection circuit in the run-in state is explaned in the following.
The most important components are designated as follows:

BL 01 = horizontal deflection coil
CL 24 = forward sweep and tangens capacitor
CL 21/22 = horizontal flyback capacitor
TL 19 = switching transistor
DL 21/22 = switching diode

The flyback capacitor, which is effective during the the blocking phase of TL 19 is formed by the serial combination CL 21 and CL 22. The voltage and current curves during one line are shown in diagrams 11 and 12.
The following sequence is shown:

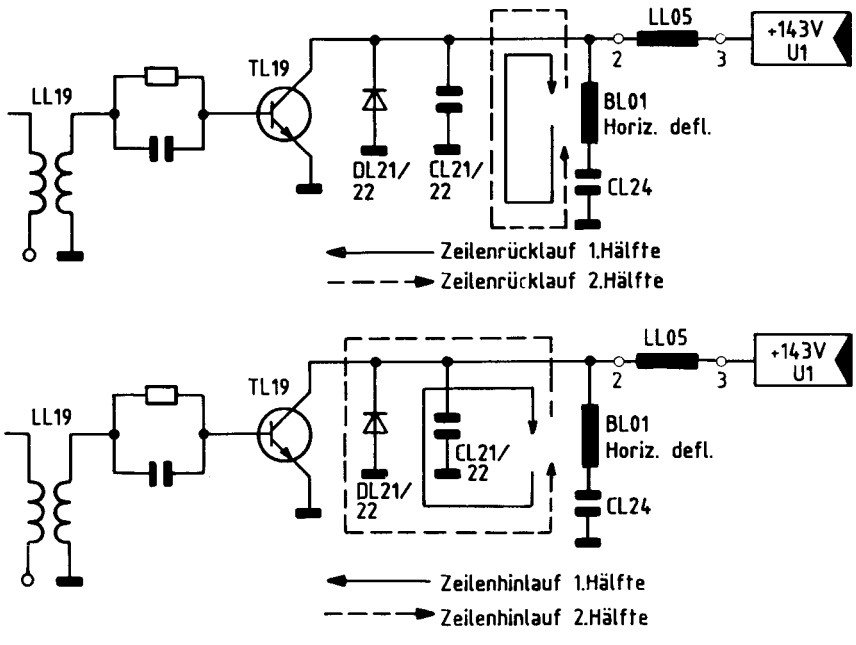


Abb./Fig. 12

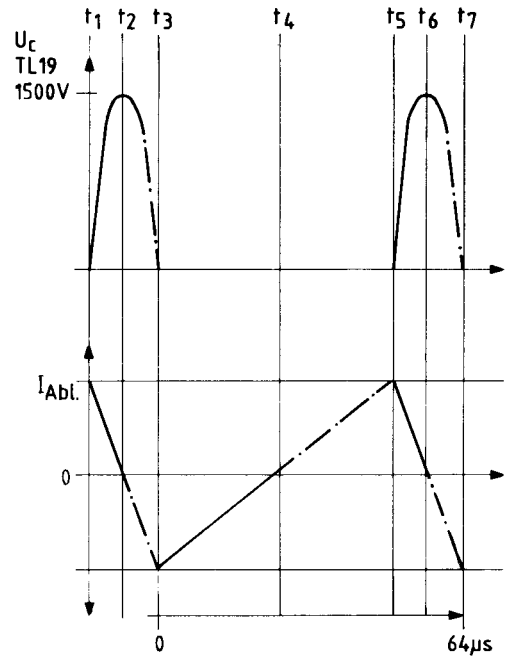


Abb./Fig. 13

Am Ende der Hinlaufzeit t1 wird TL 19 durch ein entsprechendes Basisansteuersingal gesperrt. Die gespeicherte Energie in der Ablenkspule und dem Diodensplittrafo führt zu einer schnellen Aufladung des Rücklaufkondensators. Am Ende der ersten Rücklaufhälfte zum Zeitpunkt t2 erreicht die Aufladung den maximalen Wert. Der Strom durchläuft den Nullpunkt und ändert während der zweiten Rücklaufhälfte die Richtung. Jetzt entlädt sich der Rücklaufkondensator und verlagert die Energie wieder in die Ablenkspule (Schwingkreisprinzip). Am Ende des Rücklaufs t3 geht die Spannung durch den Nullpunkt und nimmt negative Werte an. Zu dieser Zeit wird DL 21/22 leitend und verhindern damit den sogenannten "Inversbetrieb" des TL19.
Der Rücklaufkondensator CL 21/22 ist über die Dioden kurzgeschlossen und die Hinlaufphase beginnt. Die Kreisenergie befindet sich in der Ablenkspule. Während der ersten Hinlaufhälfte fließt demzufolge Strom von der Ablenkspule über DL 21/22 in den Hinlaufkondensator CL 24 und lädt diesen auf. In Bildmitte t4 ist dieser Vorgang abgeschlossen. Der Strom geht wieder durch Null, ändert also seine Richtung und fließt vom CL 24 über TL 19 in die Ablenkspule zurück. Voraussetzung ist jedoch, daß TL 19 an der Basis entsprechend angesteuert wird. Zur definierten Abschaltung am Ende des Hinlaufs t5 erhält TL 19 an der Basis einen negativen Impuls von der Treiberstufe, der zeitlich etwas vorverlegt ist. In diesem Zeitraum muß die Basiszone von TL 19 sehr schnell von Ladungsträgern ausgeräumt werden.

At the end of the forward sweeping time t1, TL 19 is blocked by a corresponding base drive signal. The energy stored in the deflection coil and in the diode split transformer charges the flyback capacitor very fast. At the end of the first half of the flyback at time t2 the charging attains its maximum. The current becomes zero and reverses direction during the second half of the flyback phase. The flyback capacitor is now discharging and transfers the energy back into the deflection coil (oscillation circuit principle). At the end of the flyback t3 the voltage passes through zero and gets negative. At this time DL 21/22 get conductive and prevent the inverse operation of TL 19. Flyback capacitor CL 21/22 is short-circuited by the diodes and the forward sweep phase begins. The energy is still stored in the deflection coil. Consequently during the first half of the forward sweep, a current flows from the deflection coil via DL 21/22 into forward sweep capacitor CL 24 and can charge it. This procedure ends in the middle of the visible line at time t4. The current again goes though zero, changes direction and flows out of CL 24 via TL 19 back into the deflection coil. Condition for that is, however, a correct drive signal at the base of TL 19. To guarantee a defined switch off at the end of the forward sweep t5 TL 19 receives a slightly advanced negative pulse from the driving stage. During this advanced time the base junction zone has to be cleared of free charge carriers.

8.1 Praktische Ausführung der Schaltung

Neben dem zur prinzipiellen Funktion der Horinzontalablenkung benötigten Schaltungsteil sind drei weitere Funktionsgruppen zu beachten:

1.Die L-C-R-Schaltung, bestehend aus LL 23, CL 23, RL 23 bedämpft Oberwellen. Sie könnten während des Zeilenhinlaufs zu Helligkeitsmodulation und senkrechten dunklen Störstreifen auf dem Bildschirm führen.

2.Um bei senkrechten Linien eines Gittertestbildes am Schwarz-/Weiß-Sprung eine "Mäusezahnbildung" zu verhindern, wird über RL 27, RL 28, CL 27 und LG 08 zusätzlich Energie in den Ablenkkreis gespeist.

3.Zur Kompensation der Ost-/West-Kissenverzeichnung liefert der O/W-IC IG01 von Pin 5 ein zeilenfrequent Impulsbreiten-moduliertes Signal. Dieses wird über die Einkopplungspule LG08 an den Hinlaufkondensator CL24 geführt und bewirkt dort eine vertikalfrequent parabelförmige Modulation des Ablenkstromes.

Die für den Ablenkvorgang benötigte Energie liefert LL 05 von der Wicklung 3/2 welche hieraus die erforderliche magnetische Energie aufbaut. Sekundärseitig werden über Gleichrichterdioden aus den Zeilenimpulsen die Sekundärbetriebsspannungen gewonnen. Das Integrierglied RL 40, CL 12 erzeugt für die Regelung im Sekundärnetzteil zeilenfrequente Sägezähne. An DL 40 stehen Zeilenimpulse, in der Amplitude durch DL 40, DL4 1 begrenzt.
Im Stromkreislauf der Hochspannungwicklung, Anschluß 4, liegt der Referenzwiderstand RL 08. An ihm entsteht entsprechend der Größe des Strahlstromes eine negative Spannung, die durch eine positive Spannung über RL 05 kompensiert wird. Die an RL 08 liegende Regelspannung bestimmt über Pin 59 des IC IV 01 den maximalen Strahlstrom.

8.2 Ost-/West-Kissenentzerrung

Die Aufbereitung des Ost-/West-Ansteuersignales erfolg im IC IG 01. Aus der Differenz der Eingangsströme von Pin 1 (Vertikal-Sägezahn) und Pin 2 (einstellbare Gleichspannung) wird am Ausgang des Multiplizierers eine Parabel gebildet. Ist der arithmetische Mittelwert des Sägezahnstromes an Pin 1 gleich dem Strom an Pin 2, so gibt sich am Ausgang des Multiplizierers eine symmetrische Parabel (Abbildung 13).
Mit PG 04 kann demzufolge eine Ost-/West-Trapezkorrektur erfolgen (Abbildung 14).
Der Ausgangsstrom des Multipizierers läßt an der extern angeschlossenen Impedanz eine stromproportionale Spannung entstehen. Sie wird im nachgeschalteten Komparator mit einer linearen horizontalfrequenten Sägezahnspannung verglichen. Die Gleichspannungslage der Sägezahnspannung kann durch PG 01 verändert werden. Sie beeinflußt die Bildbreite (Abbildung 15).

8.1 The actual design of the circuit

Besides the above described components three additional functional groups have to be mentioned:

1. LCR-Network LL 23, CL 23, RL 23 prevent harmonics, that could lead to a brightness modulation and a perpendicular dark bar visible on the screen during forward sweep.
2.To prevent spoke on perpendicular lines (black/white jump) of a test pattern additional energy is fed into the deflection circuit via RL 27, RL 28, CL 27, LG 08.

3.To compensate the E/W cushion error E/W IC IG 01 delivers at pin 5 a pulse-width-modulated signal. This signal is given through coil LG 08 onto forward sweep capacitor and performs vertical frequency parabolic modulation of the deflection current.
The energy required for deflection process is supplied by LL 05 at tap 3/2. On the secondary side the secondary supply voltages are obtained out of the deflection pulse by the use of rectifier diodes. Integrator circuit RL 40, CL 12 produces a sawtooth at horizontal frequency, which is needed for the regulation of the secondary power supply.
A reference resistor RL 08 in the footing of the high tension tap, pin 4, delivers a negative voltage that is proportional to the beam current. It compensated with positive voltage across RL 05. The voltage across RL 08 determines via pin 59 of IC IV 01 the maximum beam current.

8.2 East-West Correction Circuit

The preparation of the E/W drive signal is made within IC IG 01. From the difference between input currents at pin 1 (vertical sawtooth) and pin 2 (adjustable DC), a parabola is formed at the output of the multiplier. If the arithmetic average of the sawtooth at pin 1 is equal to the current at pin 2, a symetrical parabola results at the output (Fig. 13).
An E/W trapezoid correction can be performed with PG 04 (Fig. 14).
The output current from the multiplier induces a current proportional voltage in the external impedance. It is compared with a linear horizontal sawtooth voltage in the following comparator. The DC level of the sawtooth can be altered with PG 01. This adjusts the picture width (Fig. 7).
The pulse-width-modulated signal from the comparator controls the output stage, which is operated in D-Mode. Coupling coil LG 05 and capacitor CL 24 integrate the horizontal frequent signal at pin 5.

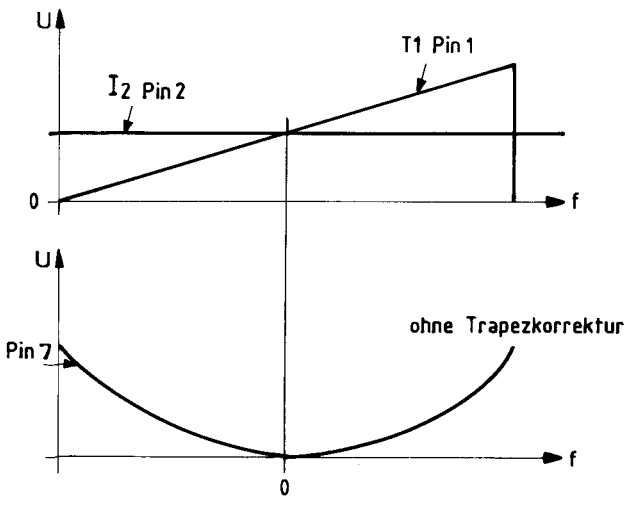


Abb./Fig. 14

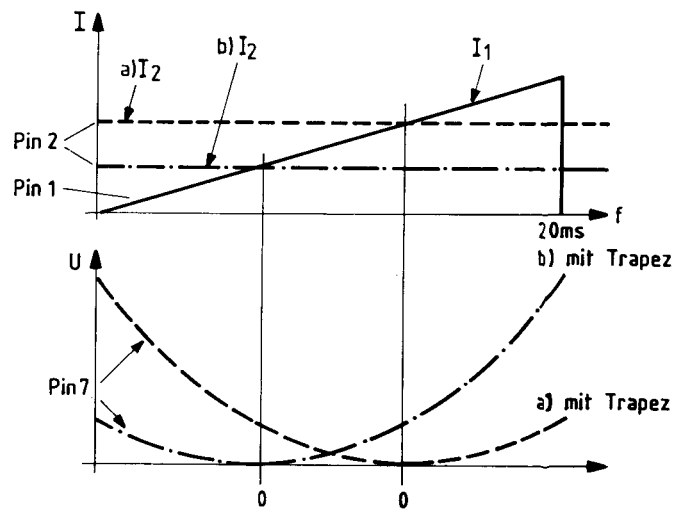


Abb./Fig. 15

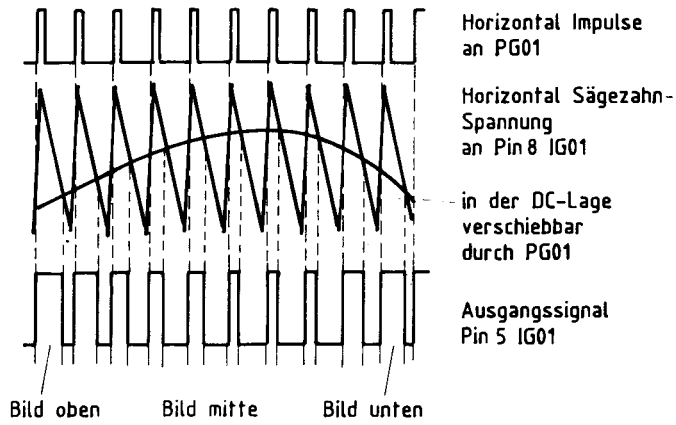


Abb./Fig. 16

Das Impulsbreitenmodulierte Signal aus dem Komparator steuert die im D-Betrieb arbeitende Endstufe. Die Integration des zeilenfrequent geschalteten Ausgangssignals an Pin 5 erfolgt durch die Einkopplungspule LG 08 und den Kondensator CL 24.
Als Gegenkopplung, welche auch zur Ost-/West-Amplitudeneinstellung genutzt wird, ist das impulsbreiten-modulierte Ausgangssignal über RG 06, PG 06 mit CG 06 verbunden. Die am CG 05 entstehende Parabelspannung wird zu dem Signal am Multiplizierer, Pin 7, addiert. Zur statischen und dynamischen Bildbreiteneinstellung gelangt über RG 07 ein dem Strahlstrom proportionales Steuersignal an Pin 7. Dieses ist vom Fußpunkt der Hochspannungswicklung am Trafo LL 05, Anschluß 4, abgeleitet.

9. Vertikal-Ablenkung

9.1 Vertikal-Schalter

Das IC IV01 (TA8659 CN) liefert an Pin 31 einen im Vertikalrücklauf positiven Impuls. Dieser wird vom Transistor TF 25 invertiert. Er steht dann dem Bedienteilprocessor IR 01, dem Auto-Cut-Off-Modul und dem Videotext-Modul für Synchronisationszwecke zur Verfügung. Zusätzlich zieht Transistor TF 25 während des Vertikalrücklaufes den Widerstand RF 17 auf Masse. Hierdurch wird Diode DF 15 leitend und der Kondesator CF 06 lädt sich auf den durch Spannungsteiler RF 28 und RF 17 festgelegten Pegel auf. Während des Vertikalhinlaufes ist TF 25 gesperrt und legt eine positive Spannung über RF 28 an die Kathode der DF 15. Dadurch wird CF 15 entkoppelt und lädt sich über RF 07 mit einem konstanten Strom auf, so daß man einen linearen Sägezahn erhält.

9.2 50/60 Hz Umschaltung

Mit RF15, RF18 und dem Schalter TF16 wird die 50/60 Hz Umschaltung realisiert. Bei 50 Hz legt der Schalter den RF 18 an Masse und die 200 V Ladespannung wird durch den Spannungsteiler RF 18 und RF 15 auf 164 V heruntergeteilt. Der Schalter ist bei 60 Hz gesperrt. Dann wird CF 06 über RF 15 und RF 07 aufgeladen.

9.3 V-Sägezahn für die OW- und NS-Modulation

Am Emitter des Transistors TF 08 wird der niederohmige V-Sägezahn durch RF 11 und RF 14 so heruntergeteilt, daß ein V-Sägezahn von 3 V Amplitude für die OW- und NS-Korrektur zur Verfügung steht.

9.4 Das Vertikal-IC TDA 8178 F

Der niederohmige Sägezahn liegt über RF 29, CF 16 und RF 27 am negativen OP-Eingang Pin 1. Der positive OP-Eingang wird intern auf eine feste Referenzspannung gelegt. Pin 5 beschreibt den Ausgang des Verstärkers. Die Dioden DF18 und DF 19 schützen den Pin 5 gegen Hochspannungsüberschläge. Der TDA 8178 F wird am Pin 2 mit 24 V, die aus dem Netzteil geliefert werden, versorgt. Zudem liegt eine weitere Spannung von 65 V, die aus dem DST gewonnen wird, an Pin 3. Die 24 V an Pin 2 liegen während des Vertikalhinlaufes über DF 17 am Pin 6, der für die positive Spannungsversorgung des internen Verstärkers zuständig ist. Während des Vertikalrücklaufes entkoppelt DF 17 Pin 2 und Pin 6, da ein interner Schalter die an Pin 3 extern anliegenden 65 V an Pin 6 legt.

The pulse-width-modulated output signal is linked through RG 06, PG 06 to CG 06 as a feedback, that is also used as a E/W amplitude adjustment. The at CG 05 resulting parabolar voltage is added to the signal from the multiplier (pin 7). For static and dynamic picture-width stabilation, a control signal proportional to the beam current is fed through RG 07 to pin 7. This signal gained from the footing resistor on the high tension transformer LL 05 tap 4.

9. Vertical Deflection

9.1 Vertical Switch

During the vertical retrace IC IV 01 (TA 8659 CN) produces a positive pulse at pin 31. This vertical pulse is inverted by transistor TF 25 then used for synchronisation by the microcomputer, the auto-cut-off module and the teletext board.
By grounding RF 17 during the vertical retrace, diode DF 15 gets conductive and capacitor CF 06 is charged through RF 17 to a level fixed by divider RF 28 and RF 17. During the vertical scan TF 25 is blocked and the cathode of DF 15 gets positive through RF 28. CF 06 is now switched free and is charged via RF 07 with a constant current resulting in a vertical sawtooth voltage across CF 06.

9.2 50/60 Hz Switching

The 50/60 Hz switching is performed with RF 15, RF 18 and switch TF 16. In 50 Hz mode RF 18 is grounded by TF 16. Loading voltage U4 +180 V is divided down to +164 V by RF 18/RF 15. In 60 Hz mode the switch is open and CF 06 is charged via RF 15 /RF 07.

9.3 V-Sawtooth for East-West- and North-South Correction

At the emitter of TF 08 the low impedance V-sawtooth is divided down to 3 V by RF 11 and RF 14 and fed to the E/W and N/S correction circuits.

9.4 Vertical IC TDA 8178 F

The low impedance V-sawtooth is fed via RF29, CF16 and RF17 into the inverting input (pin1) of the op-amp. The noninverting (pin) input is internally fixed to a reference voltage. Pin 5 is the output of the amplifier. Diodes DF 18 and DF 19 protect the output against arcing. The supply voltage +24 V is delivered by the power supply to pin 2. An additional +65 V voltage, coming from the DST, is supplied to pin 3. During the vertical scan the +24 V at pin 2 get through DF17 to pin 6 that supplies the internal amplifier. During the vertical retrace, pin 2 and pin 6 are decoupled by DF 17, because of an internal switch that connects the +65 V present at pin 3 to pin 6. So the fast current change during the vertical flyback phase is enabled.
The vertical deflection yoke is connected to the output pin 5. RF 30 dampens the inductance.

Dadurch wird die sehr schnelle Stromänderung während der Vertikalrücklaufzeit ermöglicht. Die Vertikalablenkspule liegt am Ausgang des Verstärkers Pin 5 und wird durch Widerstand RF 30 bedämpft. Sie ist über Elko CF 24 und den Widerstand RF 21 auf Masse bezogen. Weiter bilden die Ablenkspule, RF 21, RF 22, RF 24, RF 16, CF 24 und CF 04 die Gegenkopplung des Verstärkers. Durch diese Gegenkopplung wird eine S-Korrektur erreicht. Für diese S-Korrektur sind vornehmlich RF 22, RF 24, RF 16 und CF 04 maßgebend.
RF21 ist ein Strommeßwiderstand, durch ihn fließt der Ablenkstrom. Daher ist sein Wert bestimmend für die Schleifenverstärkung der Endstufe. Die Vertikalamplitude läßt sich durch Potentiometer PF 11, das parallel zum Strommeßwiderstand RF 21 liegt, einstellen.
Die Bildlage kann über einen Schalter PF 04 4mm nach oben oder 4mm nach unten geschaltet werden. CF 24 wird dadurch entweder auf Masse oder über RF 19 auf die 24 V bezogen. Am Ausgang des Verstärkers liegt das Boucherot-Glied RF 23 und CF 10. Dessen Aufgabe ist es Verzerrungen, die bei einer Verstärkerstufe im A/B-Betrieb im Stromnulldurchgang, also im Übernahmepunkt entstehen, zu verhindern.
Angekoppelt an RF 23 ist eine Reihenschaltung des RF 12 und CF 11, die auf dem Strommeßwiderstand RF 21 liegen. Die Aufgabe dieser Kombination ist es, die Zeilenimpulse auf dem Ablenkstrom abzudämpfen. Zum Schutz gegen Überstrom einer internen Diode wird eine zusätzliche Diode DF 16 zwischen Pin 2 und Pin 3 benötigt.

With CF 24 and RF 21 the yoke is fixed to ground. Together with RF 21, RF 22, RF 24, RF 16, CF 24 and CF 04, the yoke is part of the feedback line of the amplifier. This negative feedback results in a S-correction which is mostly effected through RF 22, RF 23, RF16 and CF 04. RF 31 is a current sensing resistor and determines the amplification of the outputstage. With variable resistor PF 11, parallel to RF 21, the vertical amplitude can be adjusted. The vertical position can be altered 4 mm up and 4 mm down by means of switch PF 04, which fixes capacitor CF 24 either to ground or via RF 19 to +24 V. RF 23 and CF 10 is a Boucherot combination to prevent crossover distortions produced by the amplifier. RF 12 and CF 11 dampen horizontal pulses on the deflection current. Diode DF 16, between pin 2 and pin 3, protects an internal diode against overcurrent.

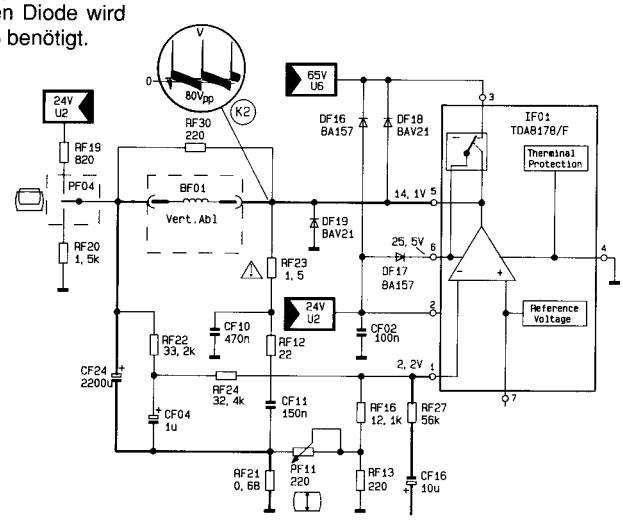


Abb./Fig. 17

10. Nord-Süd Modul

Das Nord-Süd Modul ist erforderlich, um die Ablenkströme an die besonderen Bedingungen der Bildgeometrie der Superplanar Bildröhren anzupassen. Die Korrektur wird in zwei Signalwegen durchgeführt.

10.1 Möwenflügel-Korrektur

Der Vertikal-Sägezahn (Osc. 1), wird über Steckverbinder BG01 auf das NS-Modul geführt und im ersten Operationsverstärker des IG01 verstärkt und invertiert. Das Ausgangssignal (Pin 1, Osc. 2) wird mit Hilfe einer schwachen Mitkopplung (RG03, CG03, RG07, DG03) während der zweiten Hälfte des Bildes versteilert, da die Koppelkapazitäten (CG 02, CG 08, CG 09) der folgenden Zwischenstufe das Signal leicht abflachen. Von Pin 1 läuft das Signal über die Gleichrichterbrücke DG 06, DG 07, DG 08 und DG 09. Diese wird über Ladekapazität CG 09 vom Widerstand RG 09 belastet. Die vier Dioden leiten nur während bestimmter Teile der Sägezahnspitzen. Deshalb steuern nur diese Spitzen (positive und negative) den zweiten OP-Amp am Pin 5 (Osc. 5) an. Am Pin 6, dem invertierenden Eingang, liegt der vollständige Sägezahn an. Die Differenz beider Eingangssignale steht am Ausgangspin 6 als Dreieck-Spannung an (Osc. 4). Die Dreieck-Spannung wird zu einer Sinusspannung integriert. Mit dem Durchlaufen der antiparallelen Dioden DG 17/DG 18 und den Widerständen RG 17/RG 19 wird ein Teil des zusätzlichen Korrekturstromes während der Symmetrie-Linie unterdrückt. Das Signal hat nun kurze horizontale Abschnitte zwischen den positiven und negativen Halbwellen (Osc. 5).

Der folgende Modulator besteht aus TG 26, DG 23, DG 24 und DG 26. Aus den "S"-Formkreis LG 22/CG 23 werden Schaltimpulse mit doppelter Zeilenfrequenz (2H-Impulse, Osc. 6) induktiv ausgekoppelt. Diese Impulse triggern Transistor TG 26. Während der ersten Hälfte des Vertikal-Hinlaufs (negative Halbwelle) leitet Diode DG 24, DG 23 sperrt. Das 2-H und das V-Signal laufen durch CG 22, RG 22, RG21, DG 24, CG 19 und RG 23 in das Integrierglied RG 24/CG 24.

10. North-South Module

The North-South Module is mandatory to adapt the deflection currents to the special needs of the Super Planar picture tube's geometry. The correction is done in two paths.

10.1 Gull-Wing Correction

The vertical sawtooth (Osc. 1), supplied to the NS module via connector BG01, is inverted and amplified in the first operational amplifier of IG 01. The output signal (pin 1, Osc. 2) is steepend at the second half of the frame period by means of a small positive feedback (RG 03, CG 03, RG 07, DG 03) because the following interstage coupling capacitors (CG 02, CG 08, CG 09) will slightly flatten the signal. From pin 1 the signal passes the rectifier bridge DG 06, DG 07 DG 08 and DG 09 which is loaded by the resistor RG 09 across the charging capacitor CG 09. The four diodes are only conducting during a certain part of the sawtooth peaks. Therefore only these peaks (positive and negative) drive the second OP at pin 5 (Osc. 3), while the complete sawtooth is driving the inverting input (pin 6). The difference of both signals results in a triangular wave at the output pin 7 (Osc. 4).
Passing the antiparallel diodes DG 17/DG 18 and the corresponding resistors RG 17 /RG 19 a part of the additional correction current is supressed during crossing the symmetry line. The signal now has short horizontal sections between the positive and the negative half waves (Osc. 5).
The following modulator consists of TG 26, DG 23, DG 24 and DG 26. Switching pulses of double line frequency (2H-pulses, Osc. 6) are derived from the "S"-shaping circuit LG 22/CG 23 by inductive coupling. These pulses trigger transistor TG 26. During the first half of the vertical period (negative half-wave) diode DG 24 is conducting, DG 23 is non-conducting. The 2H- and V-signals are passed by CG 22, RG 22, RG 21, DG 24, CG 19 and RG 23 to the integrating network RG 24/CG 24.

Nord-Süd-Modul · North South Module · Module Nord Sud · Modulo Nord Sud – NS 7000

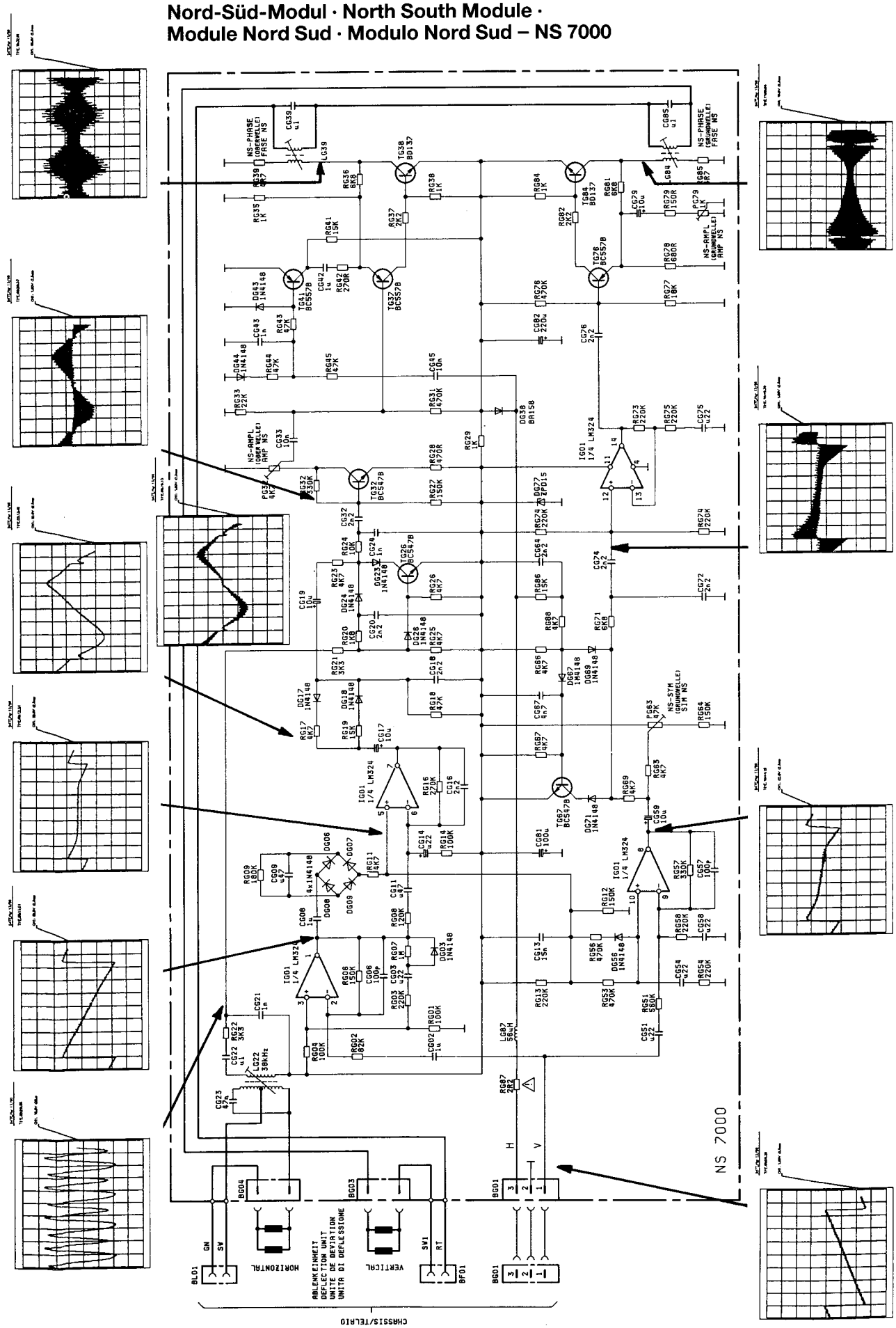


Abb./Fig. 18

Während der zweiten Hälfte des V-Hinlaufes (positive Halbwelle) sperrt Diode DG 24 und DG 23 leitet. Transistor TG 26 erhält nun den den Sinus als Kollektorspannung und arbeitet als getasteter Klemmverstärker. Die 2-H Impulse am Ausgang sind jetzt phaseninvertiert. Der Modulator liefert also ein amplituden- und phasenmoduliertes Ausgangssignal (Osc. 7).

Das oben erwähnte Integrierglied formt während der ersten Hälfte des V-Hinlaufs die Impulse zu korrigierten Sägezähnen. Durch TG 26 verstärkt kann die Signal-Amplidude mittels PG 32 eingestellt werden. Das Signal treibt dann den zweistufigen Ausgangsverstärker (Treiber TG 37, Leistungsstufe TG 38). Eine Gegenkopplung (über RG 36 zum Emitter von TG 37) sorgt für thermische Stabilität. Um Verzerrungen durch Verbiegen zu verhindern, moduliert TG 41 das Möwenflügel-Signal. Hierfür wird ein Horizontal-Rückschlagimpuls mittels CG 47, RG 47, RG 46, DG 46, CG 44, RG 44 und DG 43 geformt.
Die Leistungstufe (Ausgangssignal: Osz. 8) hat als Arbeitswiderstand den abstimmbaren 2H-Resonanzkreis LG 39/CG 39, der in Reihe zur Vertikal-Ablenkung liegt. Die Möwenflügel-Phaseneinstellung (Symmetrie rechts/links) wird durch Abgleich der Spule eingestellt. Der Wirkungsgrad der Korrektur ist mit PG 32 einzustellen.

10.2 Nord-Süd Kissenentzerrung

Das Signal, das die Gleichrichterbrücke DG 06...DG 09 durchlaufen hat, wird auf den Eingang Pin 10 des dritten OP-Amps des IG 03 geführt, während der V-Sägezahn auf den invertierenden Eingang Pin 9 gegeben wird. Das Ausgangssignal, am Pin 8, ist ein Vertikal-Sägezahn mit steileren Anfangs- und Endteil (Osc.9).
Dieses Signal ist die Modulationsspannung für den Modulator TG 67, DG 67, DG 69 und DG 71. Die zeilenfrequenten Impulse werden amplituden- und phasenmoduliert (Osc.10).
Mit Hilfe von RG 71 und CG 71 werden sie zu korrigierten Sägezahnen integriert. Innerhalb gewisser Grenzen kann das Signal durch addieren eines Gleichspannungsanteiles (mit Einsteller PG 63) in der Symmetrie verändert werden. Dies hat eine unterschiedliche NS-Korrektur am oberen und unteren Bildrand zur Folge.
Der nachfolgende OP-Amp, als niederohmiger Verstärker, treibt den zweistufigen Ausgangsverstärker (Treiber TG 76, Leistungsstufe TG 84). RG 81, CG 79 und PG 79 liefern eine Gegenkopplung um die NS-Amplitude einstellbar zu machen.
Die Endstufe arbeitet auf den einstellbaren, zeilenfrequenten Resonanzkreis LG 84/CG 85, der in Reihe zur Vertikal-Ablenkspule liegt. Die NS-Phaseneinstellung (Symmetrie rechts/links) wird mittels Spule LG 84 vorgenommen. Die Symmetrie der horizontalen Linien am oberen und unteren Bildrand wird mit PG 63 eingestellt (Ausgangssignal Osc. 11).

11. Schutzschaltung (TV01, TV02)

Befindet sich das Gerät im Normalbetrieb, wird Kapazität CV 01 über DV 01 auf etwa 24 V aufgeladen. Wird das Gerät ausgeschaltet, bricht die Versorgungsspannung U2 zusammen. Dieser schnelle negative Spannungssprung wird über CV 02, RV 02 und RV 04 auf die Basis von TV01 gegeben. TV 01 schaltet und CV 01 kann sich entladen. Dabei wird ein hoher Impuls (SP), dessen anfängliche Amplitude etwa 23 V beträgt, erzeugt. CV 04 verhindert ein ungewolltes Schalten von TV 01.

Ein H-Pegel auf der "SP"-Leitung löst folgende Schutzfunktionen aus:

1. DL 16 leitet und TL 17 wird durchgeschaltet (unabhängig davon, daß der Horizontal-Impuls bei fehlender Spannung "P" verschwindet). TL19 wird (auf Grund der Wicklungsart von LL 19) gesperrt. Die Horizontal-Endstufe ist abgeschaltet.
   Achtung:
   Sinkt die Betriebsspannung zum IV 01, schaltet die Zeilenendstufe ab und das Signal "TH" führt L-Pegel. TL 17 sperrt, sobald die Basisspannung low ist. TL 19 bleibt aber eingeschaltet und könnte beschädigt werden.
2. Die Leuchtfleckunterdrückung auf dem Auto-Cut-Off-Modul wird durch Sperren von TD 11 aktiviert.
3. Der Sekundärregler des Schaltnetzteiles wird durch Sperren von TP 54 abgeschaltet. Da nun keine Ansteuerimpulse auf die Primärseite geliefert werden, geht das Netzteil in Standby-Betrieb. Dieses verhindert ein unberechenbares Wiederanlaufen.

Im Falle eines zu hohen Strahlstromes kann die Schutzschaltung über DV 02 auslösen.
Sollte die U5 (+13 V) durch fehlerhafte Bauteile (DST, Rücklaufkapazitäten) extrem hochlaufen, wird die Schutzschaltung über RV 08, DV 08 und TV 01 ausgelöst.

During the second half of the vertical period (positive half-wave) diode DG 24 is non-conducting and DG 23 is conducting. Transistor TG 26 now gets the sine wave as a collector voltage and can work as a keyed clamping amplifier. The 2-H-pulses at the output are now phase inverted. That means the modulator delivers an amplitude and phase modulated output signal (Osc. 7).
During the first half of the vertical period the above mentioned integration is shaping the pulses to phase corrected sawteeth. Amplified in TG 32 the signal's amplitude can be adjusted with PG 32. The signal then drives the two stage output amplifier (driver TG 37; power amp. TG 38). A negative feedback (via RG 36 to the emitter of TG 37) provides thermal stability. TG 41 modulates the gull wing wave in order to avoid bending distortion. For this purpose the horizontal flyback pulse is shaped by CG 47, RG 47, RG 46, DG 46, CG 44, RG 44 and DG 43.
The power stage (output signal: Osc. 8) operates on the tunable 2H-frequency resonance circuit LG 39/CG 39, series connected to the vertical deflection. Gull wing phase adjustment (for symmetry right/left) is obtained by tuning this coil, the suitable drive by adjusting the control PG 32.

10.2 North-South Pin Cushion Correction

The signal having passed bridge rectifier DG 6 ... DG 9 is coupled to the input pin 10 of the third OP of IG01, while the vertical sawtooth drives the inverting input pin 9. The output signal, at pin 8, appears as a vertical sawtooth with steepened beginning and ending parts (Osc. 9).
This signal is the modulation voltage to the modulator TG 67, DG 67, DG 69 and DG 71. The line frequency pulses.() are amplitude and phase modulated (Osc. 10).
By means of RG 71 and CG 71 they are integrated to phase corrected sawteeth. Within limits the sawtooth signal can be made unsymmetrically by addition of a DC-voltage, adjustible by PG 63. This results in a different NS-correction at the top and the bottom of the screen.
The following OP as a low impedance amplifier drives the two-stage output amplifier (driver TG 76; power amplifier TG 84). RG 81, CG 79 and PG 79 provide an adjustable negative feedback to control the NS-amplitude).
The power stage operates on the tunable line frequency resonance circuit LG 84 and CG 85, which is in series to the vertical deflection yoke. NS-pin-cushion phase adjustment (symmetry right/left) is obtained by tuning coil LG84. Symmetry of the horizontal lines on top and bottom of the screen is adjusted with PG 63 (output signal Osc. 11.

11. Protection Circuit (TV01, TV02)

When the set is in normal operation, CV 01 is charged up via DV 01 to about 24 volts.
When the set is switched off supply U2 will collapse and this sudden voltage decrease is fed to base of TV 01 via CV 02, RV 02 and RV 04. TV 02 will switch on. Thus, CV 01 will be discharged to provide a high pulse (SP) whose initial amplitude is about 23 volts. CV 04 prevents TV 01 from being erratically turned on by spurious noise.

When SP is high:

1. DL 16 conducts and TL 17 is turned on (irrespective of the horizontal pulses which will disappear when supply P is low). TL 19 is switched off because of the winding of LL 19. The horizontal stage is cut off.
   Note:
   When the supply to IV 01 drops, the line output stage is switched off and signal TH will be low. TL 17 turns off once its base voltage is low. TL 19 will remain in its on-state and this may damage the transistor.
2. The 'spot-killer'on the Auto-Cut-Off-Module is activated by blokking TD 11.
3. The regulation circuit at the secondary side of SMPS is switched off because TP 54 turns off. No regulation pulse is fed back to the primary side of the power supply. Hence, it goes to standby mode. The prevents erratic operation of the SMPS.

In case of a too high beam current the protection circuit is triggered via DV02
If the U5 (+13V) goes very high due to failure of certain components (DST, flyback capacitors) the protection circuit is triggered via RV08, DV08, TV01.

Wichtige Hinweise

Die Sicherheit des Gerätes muß nach einer Reparatur oder Überprüfung erhalten bleiben. Es dürfen deshalb keine konstruktiven Merkmale des Gerätes sicherheitsmindernd verändert werden (z. B. müssen Abdeckungen ordnungsgemäß angebracht sein). Ersatzteile müssen hinsichtlich ihrer Daten und ihrer Merkmale dem getauschten Teil entsprechen, damit die Sicherheit des Gerätes nicht vermindert wird. Verwenden Sie deshalb nur Original-Ersatzteile.

Avvisi important!

La sicurezza dell' apparecchio deve rimanere conservata anche dopo una riparazione o un controllo. Perciò non e permesso di variare connotati costruttivi dell' apparecchio in mode che non garantiscono la sicurezza originaria (p. es. gli schemi di protezione devono essere fissati a regola d'arte). I pezzi di ricambio devono corrispondere al pezzo da sostituire nei loro dati e nei loro connotati per garantire la stessa sicurezza dell' apparecchio.
Usate perciò solo ricambi originali.

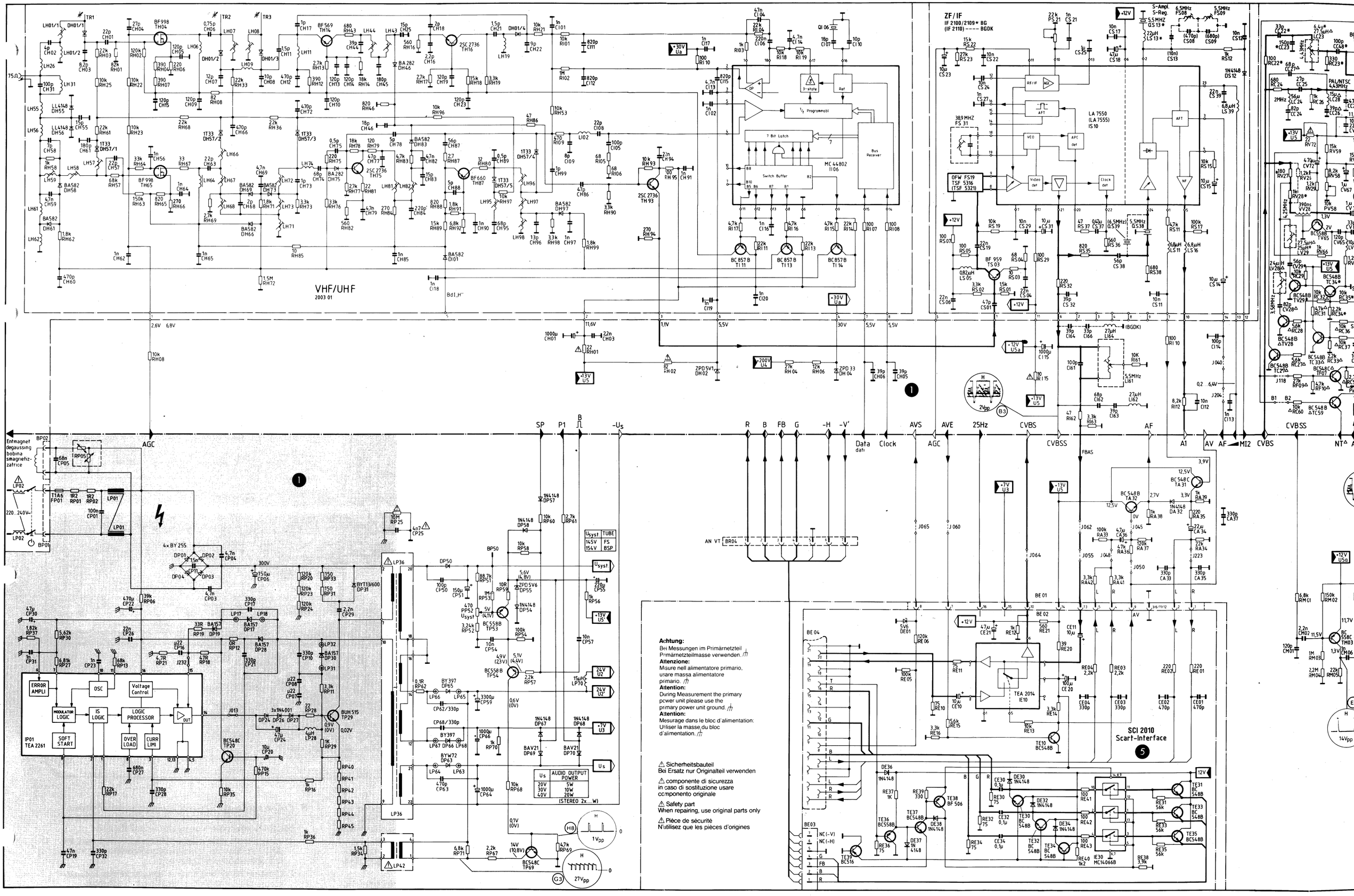
Important note

The unit must remain safe after repair or checking. Therefore, no design features of the unit may be altered which would result in a reduction of safety (e. g. covers must be properly replaced). With regards to their data and technical features, spare parts must correspond with the replaced part, so as not to reduce the safety of the unit. Therefore, only use original spare parts.

Recommandations importantes

L'appareil doit remplir les mèmes conditions de sécurité après une réparation ou une révision. Aucune caractéristique de construction de l'appareil ne doit donc ètre modifiée de telle sorte que la sécurité de l'appareil en soit diminuée (par ex., les couvercles doivent étre remis en place correctement). Les caractéristiques et les propriétés de pièces de rechange doivent coincider avec celles de la pièce que est remplacée afin de ne pas réduire la sécurité de l'appareil. N'utilisez donc que des pièces de rechnge d'origine.

F 24 / ICC 7 MONO PAL/BG; PAL/SECAM B/G; PAL/SECAM B/G/DKK' (OIRT); NTSC VIDEO



ZF/IF
IF 2100/2109* BG
(IF 2110) ---- BGDK

LA 7550
(LA 7555)
IS 10

TA8659CN
IV01

SCI 2010
Scart-Interface

Audio

Mute circuit
audio stop

Vert. Abl.
Defl. orriz.

Data
Clock
AGC
AVS
AVE
25Hz
CVBS
CVBSS
AF
A1
AV
MI2
V60
M5
Tint
Mute = L
Audio stop = L
Vert
Horiz.
SP
FBAS
PAL
PAL/SECAM
PAL/SECAM/NTSC

Cut off
CDI 2000

Video-Amplifier
amplificatore video
CRT 7000

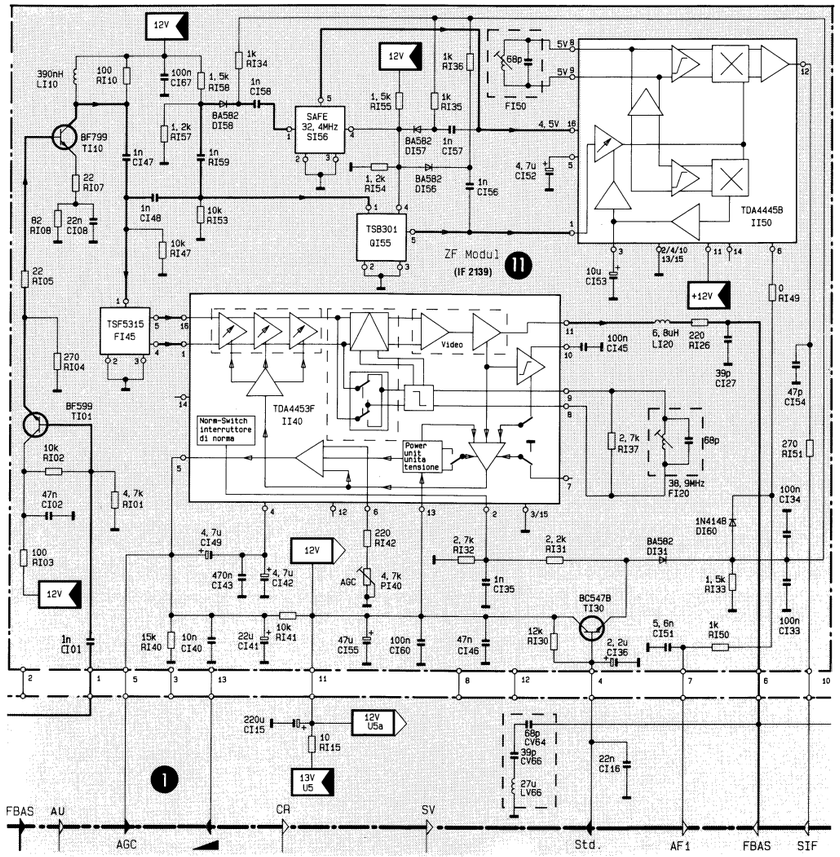
Vert. Abl.
Defl. orriz.

Horiz. Abl.
Defl. orriz.

* BLACK SUPER PLANAR
** FULL SQUARE

TUNER MM-2015 (Hyperband)

ZF / IF / FI 2139 (Multinorm)



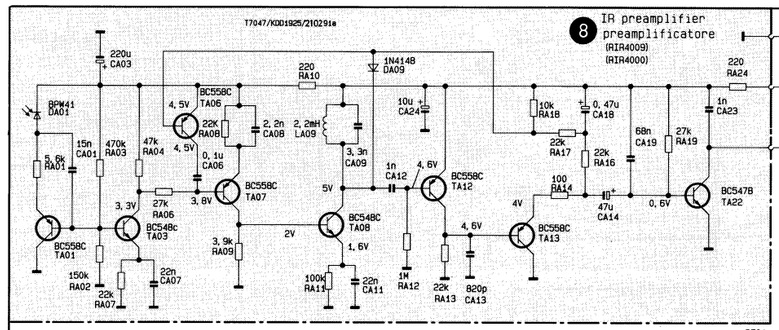
❶ Chassis
Telaio
Chassis
Chassis

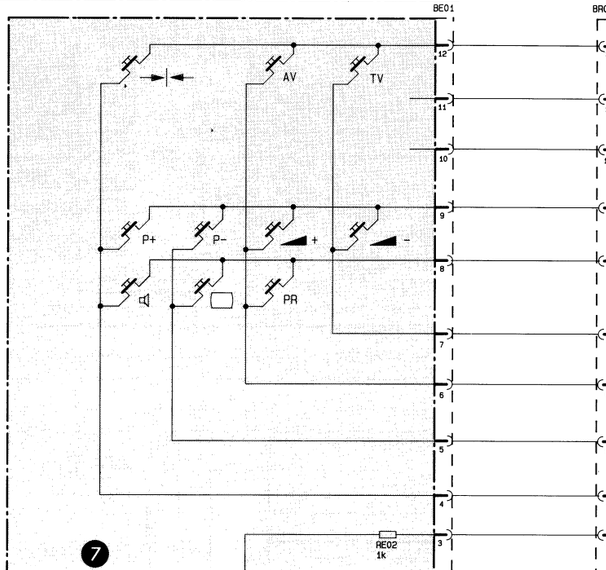
❼ Tastenplatte
Piastra tasti
Key-board
Platine du commutation

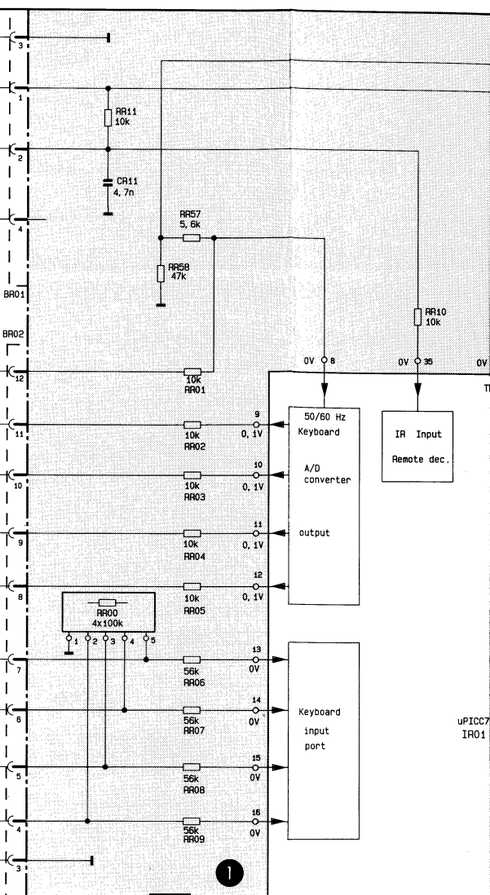
❽ IR-Vorverstärker
Preamplificatore IR
IR pre-amplification
Préamplification

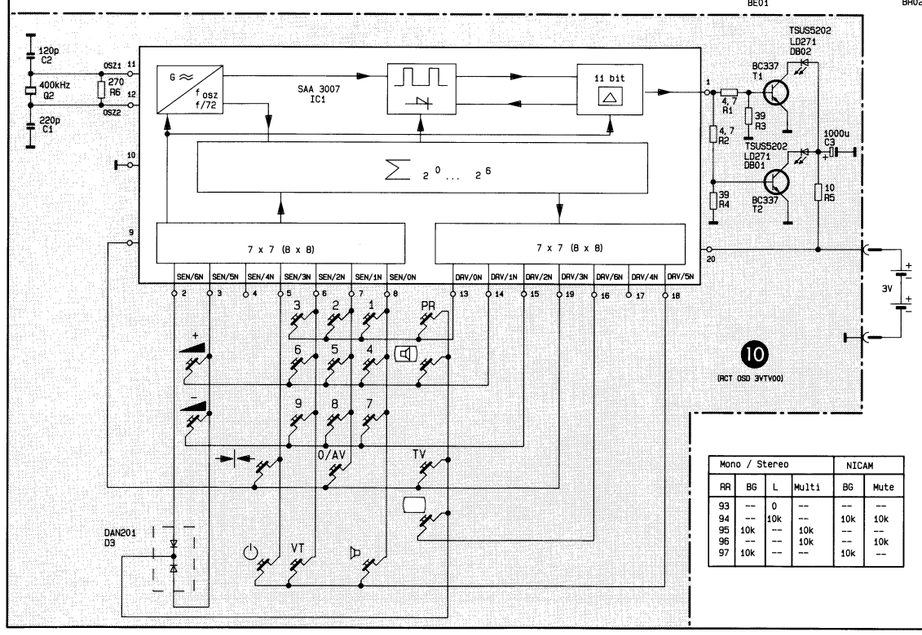
❿ Telecommander
Telecomando

Fernbedienung, Bedienteil und Mikroprozessor
Remote control, control unit and microprocesso



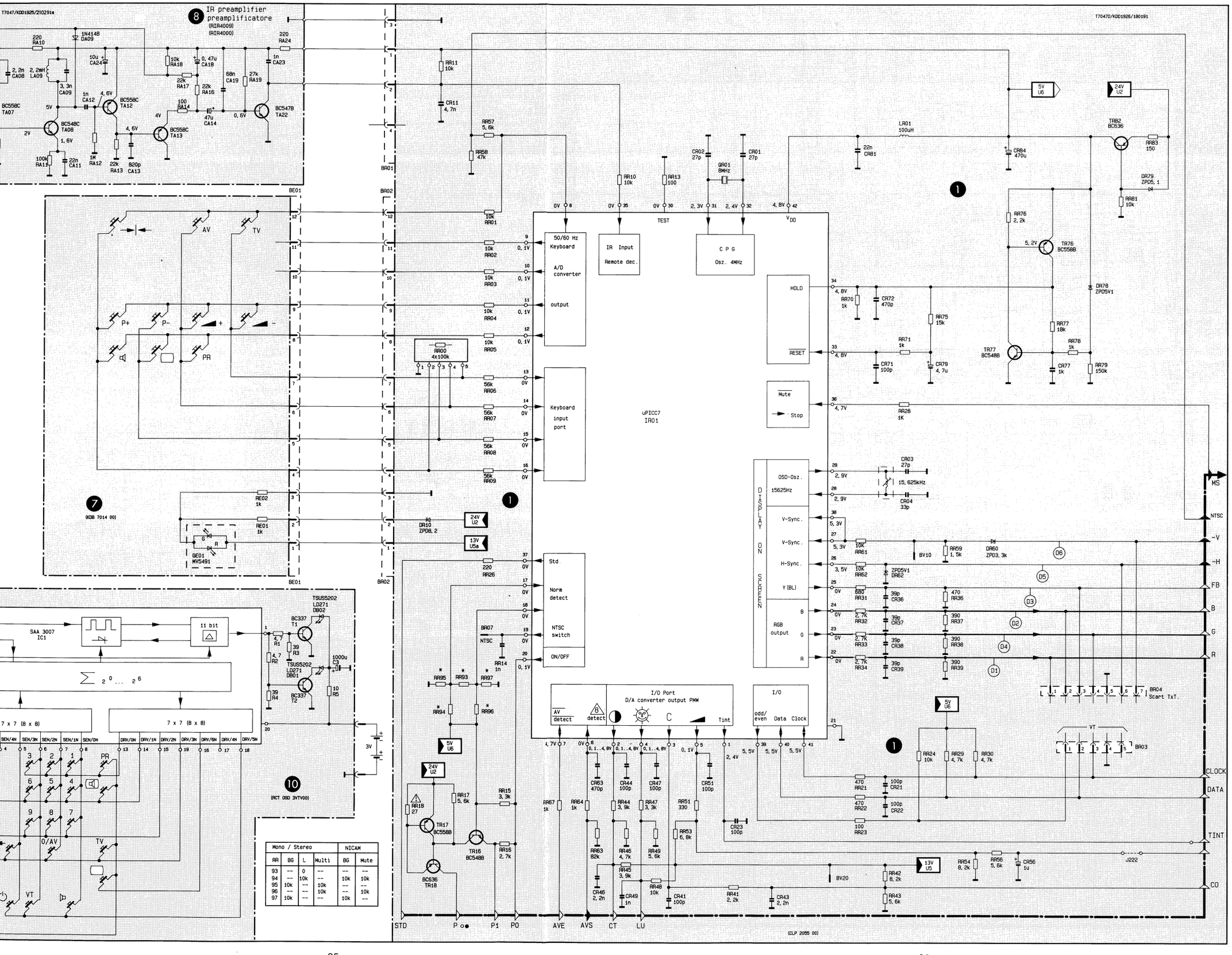






Mono / Stereo				NICAM	
RR	BG	L	Multi	BG	Mute
93	--	0	--	--	--
94	--	10k	--	10k	10k
95	10k	--	10k	--	--
96	--	--	10k	--	10k
97	10k	--	--	10k	--

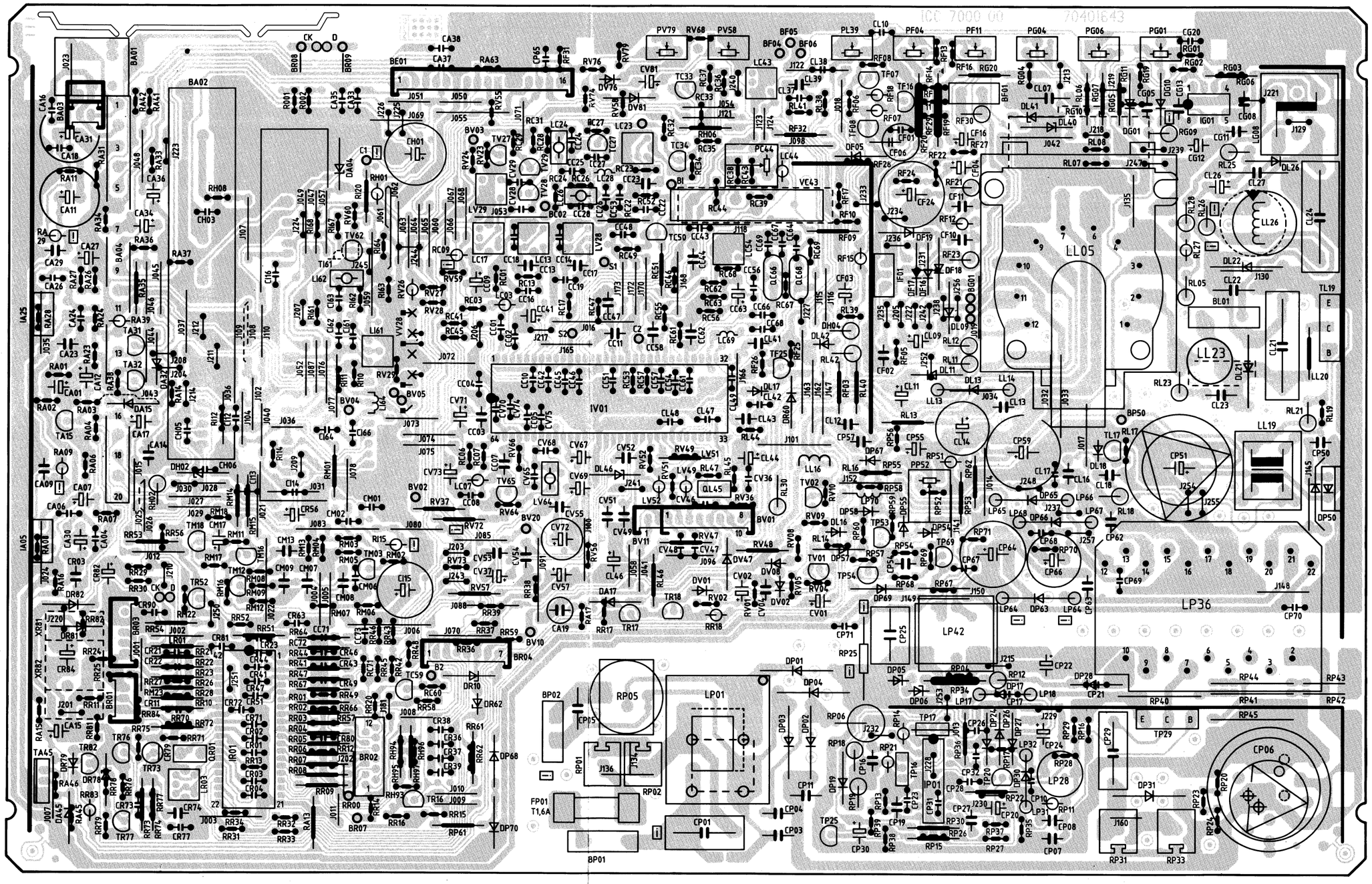
Fernbedienung, Bedienteil und Mikroprozessor
Remote control, control unit and microprocessor



Das Chass
Netzteil. U
nach einer

1. Auf Luft
Z. B. d
element
2. Sicherhe
auswech

Chassis-Grundplatte
Chassis base board
Plaque de base du chassis
Piastra base telaio



Das Chassis ist netzgetrennt. Die Trennstelle liegt im Netzteil. Um die VDE-Sicherheit zu gewährleisten,. ist nach einer Reparatur sicherzustellen:

1. Auf Luft- und Kriechstrecken achten!
   Z. B. durchstehende Drähte ausgewechselter Bauelemente kurz abschneiden.
2. Sicherheitsbauteile ⚠ nur gegen Original-Ersatzteile auswechseln (siehe Stromlaufplan).

The chassis is isolated from line voltage. The isolation point is in the line section. In order to insure safety as per VDE requirements, the following must be checked after any repairs:

1. Check for air gap and leakage paths! For example, protruding ends of wires passing through the board must be cut off short.
2. Components with an essential safety function ⚠ are to be replaced only with original-equipment parts (see circuit diagram).

Le chassis est séparé du réseau. La séparation est située dans la partie alimentation. Pour assurer la sécurité au regard des normes VDE, après une réparation, il convient de veiller à

1. prévenir des formations de circuits aériens ou rampants. Par ex. couper court les fils qui dépassent ou les éléments de construction échangés.
2. N'échanger les éléments de sécurité ⚠ que contre des pièces de rechange d'origine (cf. plan de passage du courant).

- Il telaio é separato dalla rete. Il punto di separazione risieda tra sezione rete. Per garantire la sicurezza VDE a riparazione effettuata deve essere assicurato che:
  1. Tenere conto delle distanze dei componenti e dei percosi! p.e. i terminali in passaggio dei componenti sostituiti devono essere tagliati corti.
  2. Componenti di sicurezza ⚠ devono essere sostituiti solamente con ricambi originali (vedere schema).

F 23 / ICC 7 STEREO PAL/BG; PAL/SECAM B/G; PAL/SECAM B/G/DKK' (OIRT); NTSC

❶ Chassis
Telaio

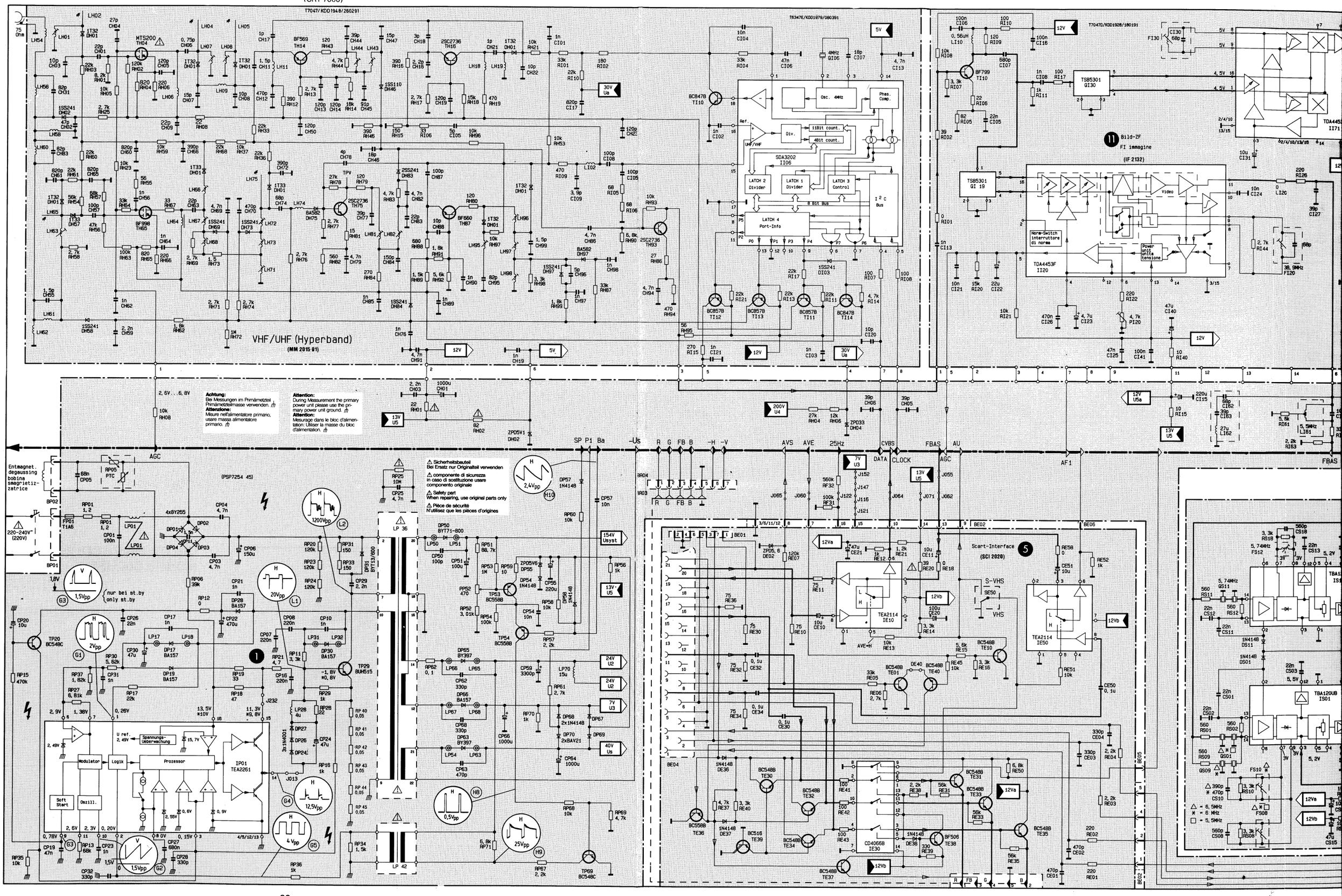
❺ Scart-Interfaceplatte
Piastra scart interface
Scart interface board
(SCI 2020)
} nicht bei VT
Senza televideo
not VT

❿ Bildröhren-Platte
Piastra cinescopio
CRT-board
Platine du tube image
(CRT 7000)

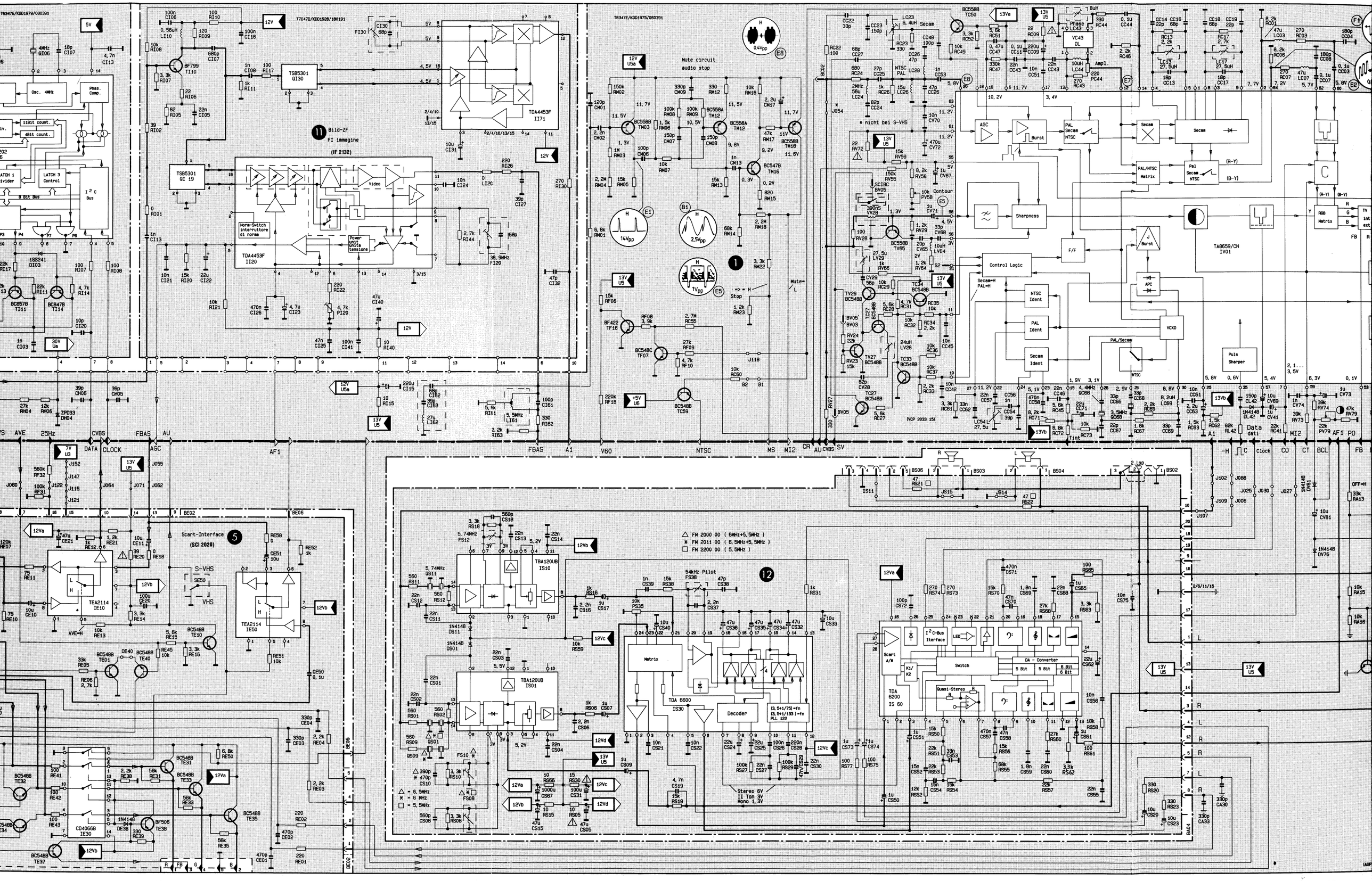
⓫ ZF-Modul
modulo IF
(IF 2132)

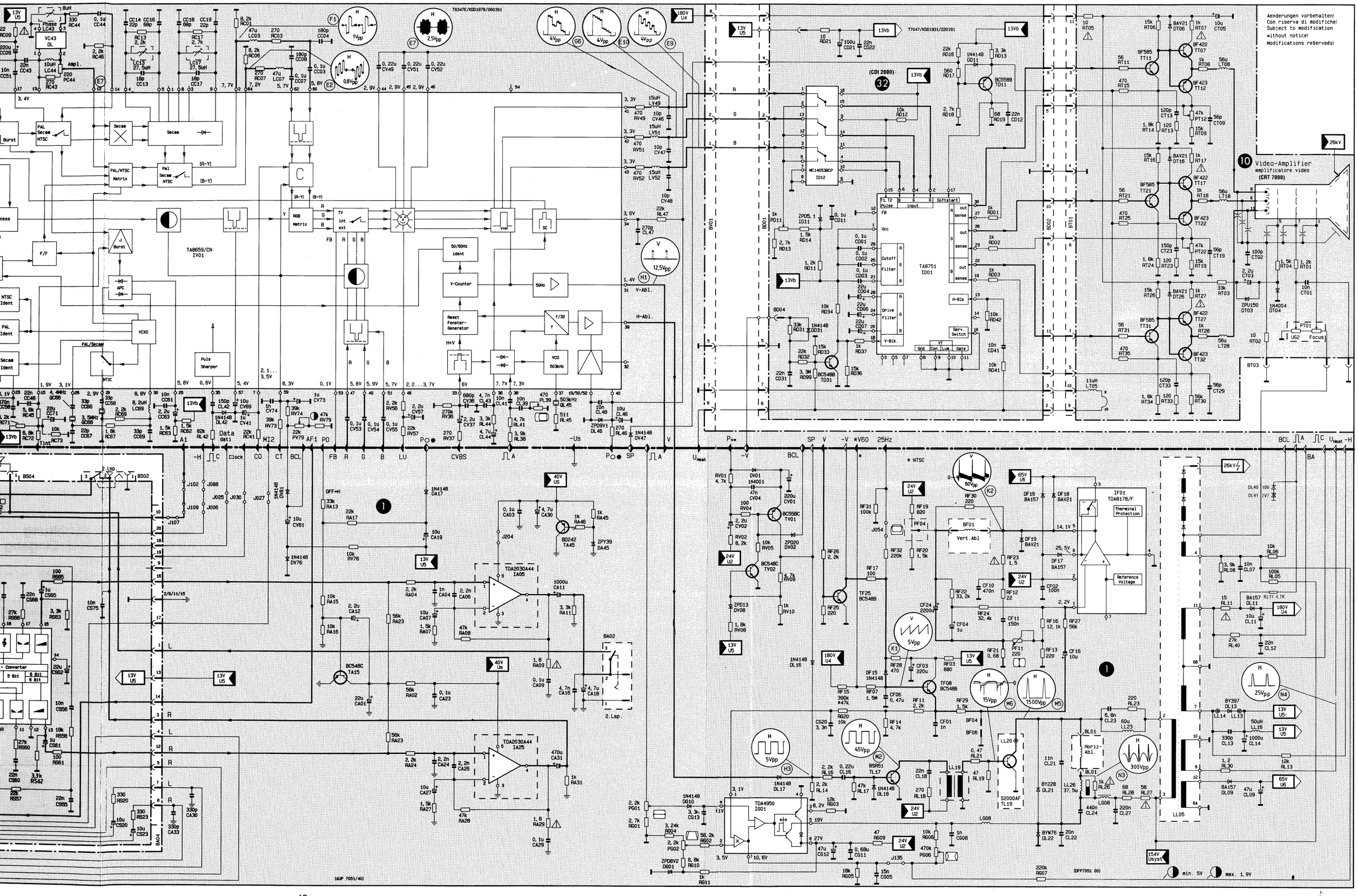
⓬ Stereo-Decoder
Decodificatore stereo
(FM 2000)
FM 2011

㉜ CDI-Modul
modulo CDI
(CDI 2000)

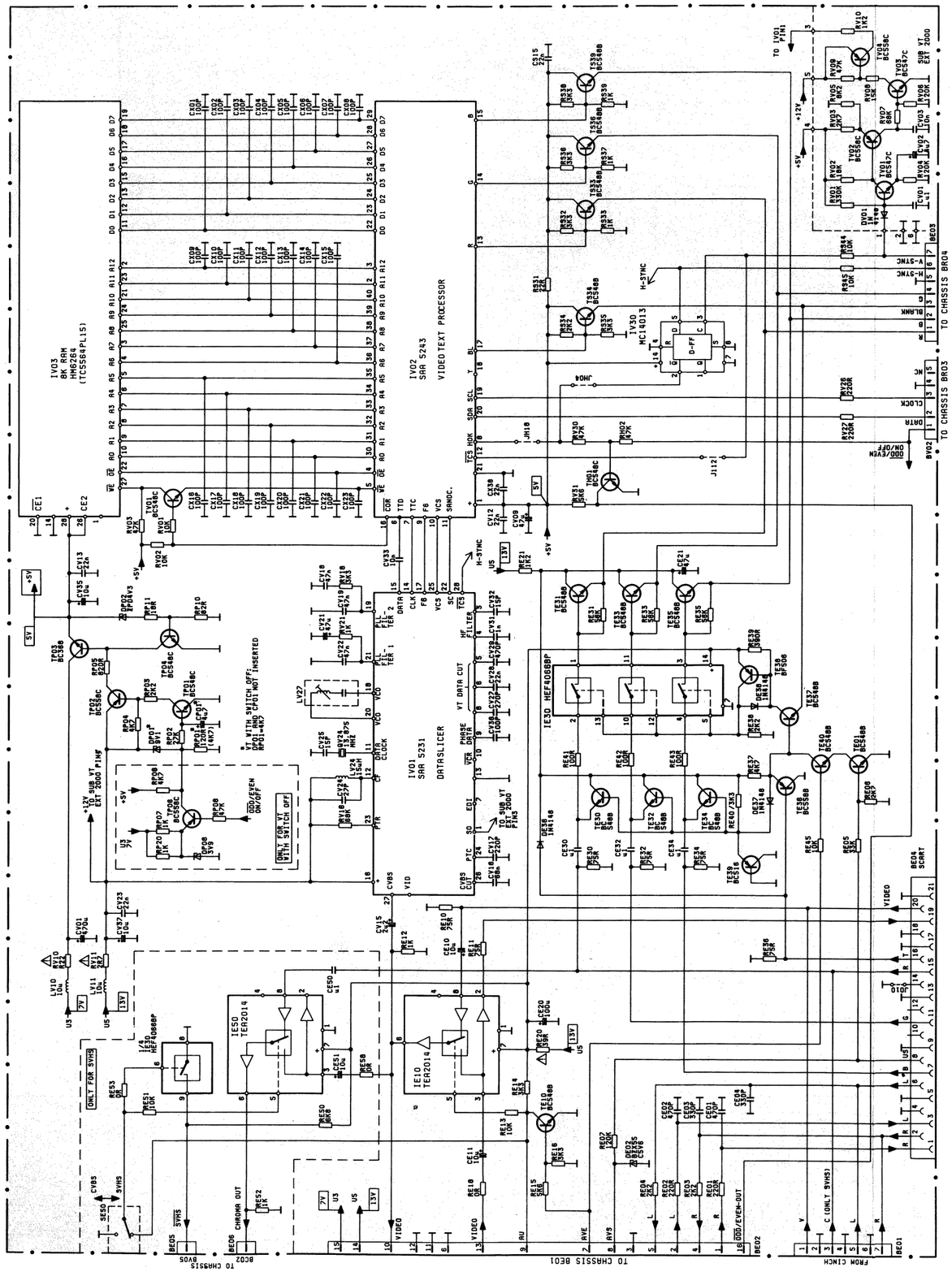


3 / ICC 7 STEREO PAL/BG; PAL/SECAM B/G; PAL/SECAM B/G/DKK' (OIRT); NTSC VIDEO

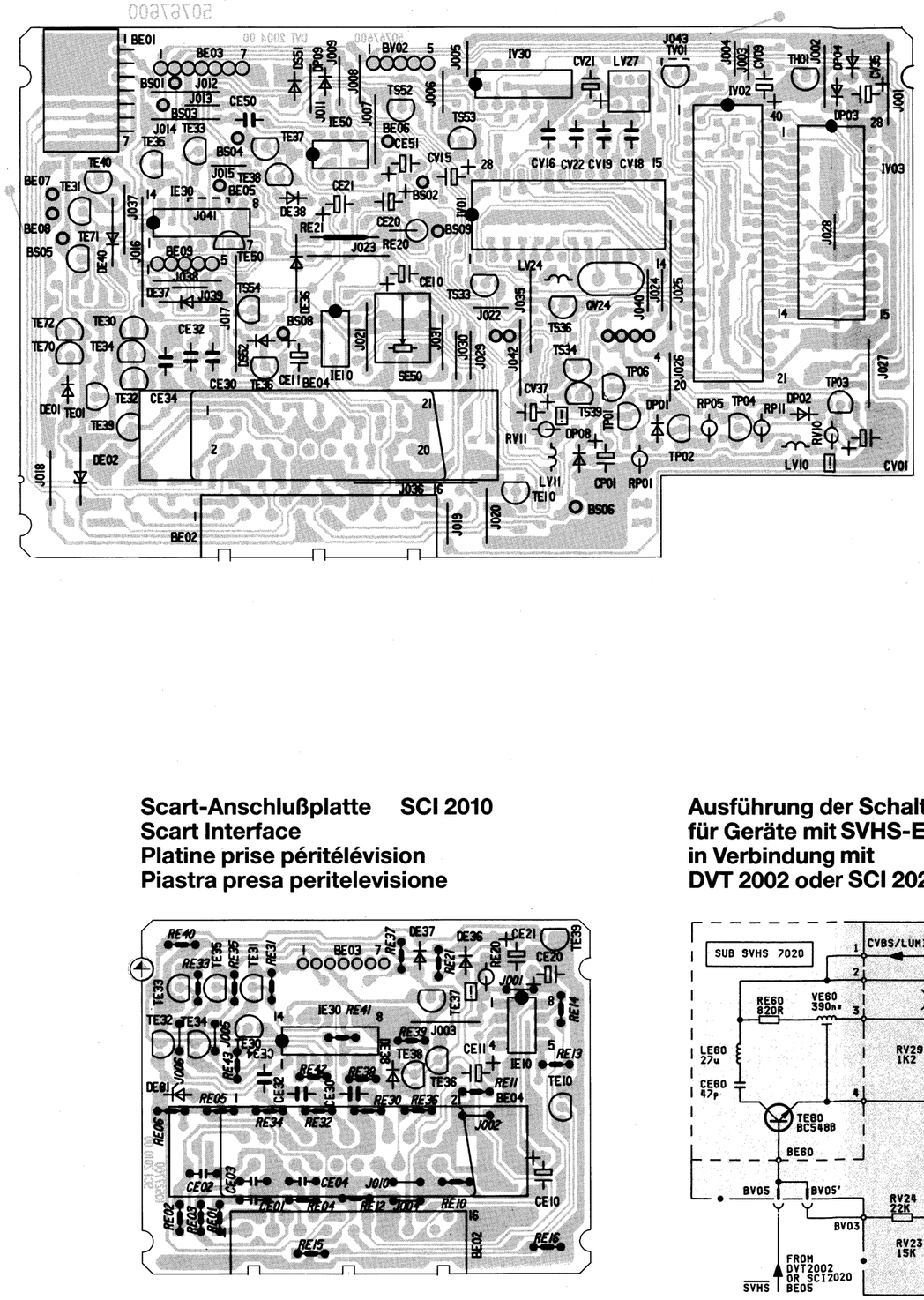



T6347E/KOD1976/060391
T7047/KOD1931/220191
TA8659/CN IV01
TA8751 ID01
TDA2030A44 IA05
TDA2030A44 IA25
TDA4950 IG01
MC14053BCP ID12
IF01 TDA8178/F
Thereinal Protection
Reference Voltage
Vert.Abl
Video-Amplifier
amplificatore video
(CRT 7000)
(CDI 2000):
Aenderungen vorbehalten!
Con riserva di modifiche!
Subject to modification without notice!
Modifications reŠerveés!
(AUP 7051/40)
(DFP7051 00)
min. 5V
max. 1,9V
154V Usyst
26kV
Focus
UG2
PAL/Secam
NTSC
Pulse Sharper
Reset Fenster-Generator
50/60Hz ident
V-Counter
H-Abl.
V-Abl.
Serv. Switch
Horiz-Abl.
Vert.Abl
Thereinal Protection
Reference Voltage

Videotext-Decoder
Teletext Decoder
Décodeur Vidéotexte
Decoder Televideo

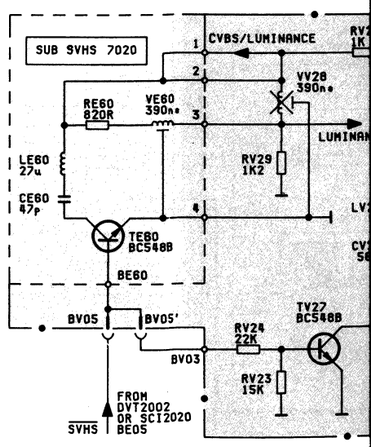


Videotext-Decoder DVT 2012 / 2014
Teletext Decoder
Décodeur Vidéotexte
Decoder Televideo



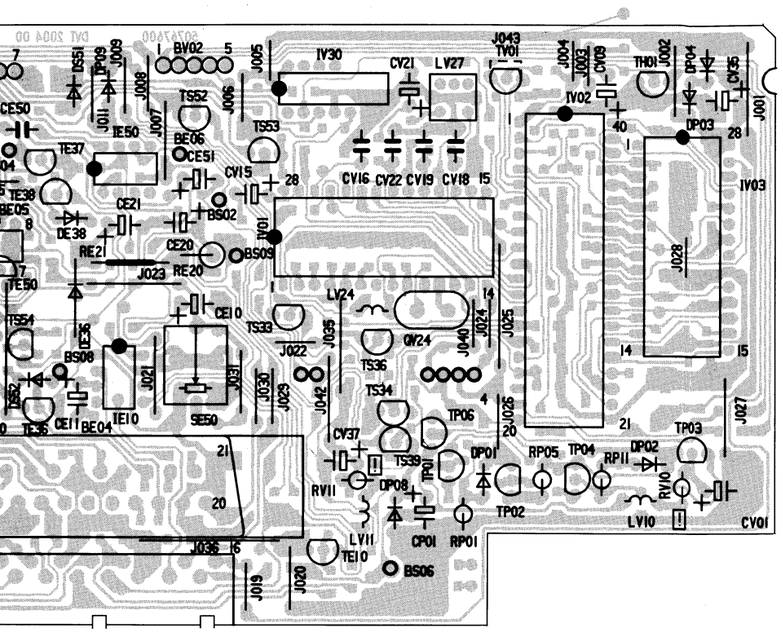
Scart-Anschlußplatte SCI 2010
Scart Interface
Platine prise péritélévision
Piastra presa peritelevisione

Ausführung der Schaltung
für Geräte mit SVHS-Eingang
in Verbindung mit
DVT 2002 oder SCI 2020

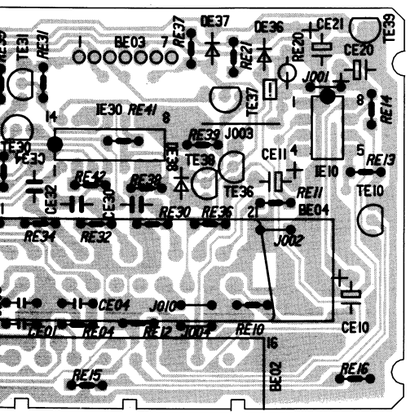


DVT 2012 / 2014

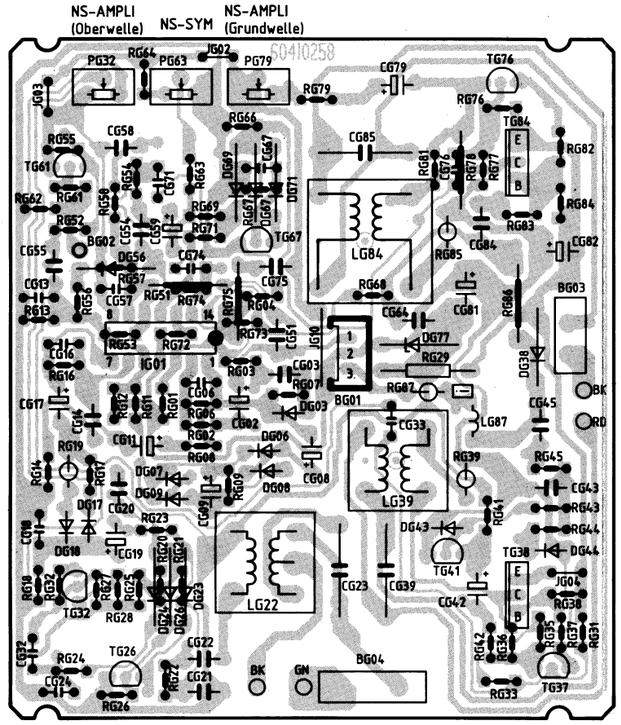
e



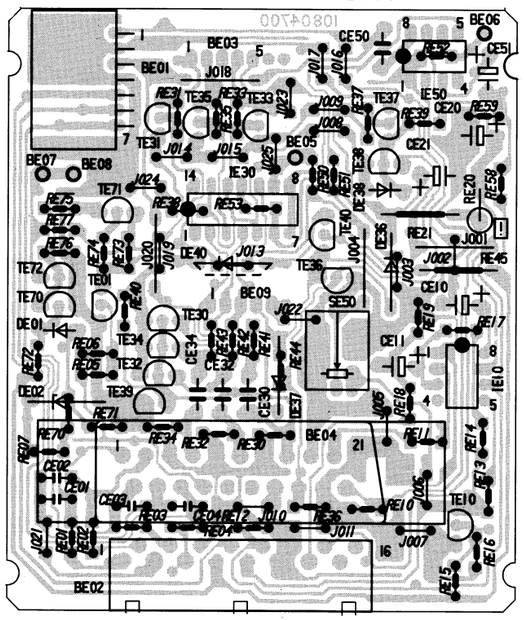
nschlußplatte SCI 2010
erface
rise péritélévision
presa peritelevisione



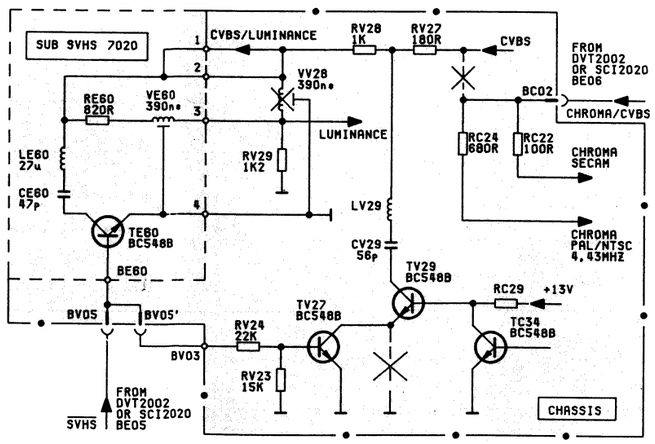
Nord-Süd-Modul NS 7000
North South Module
Module Nord Sud
Modulo Nord Sud



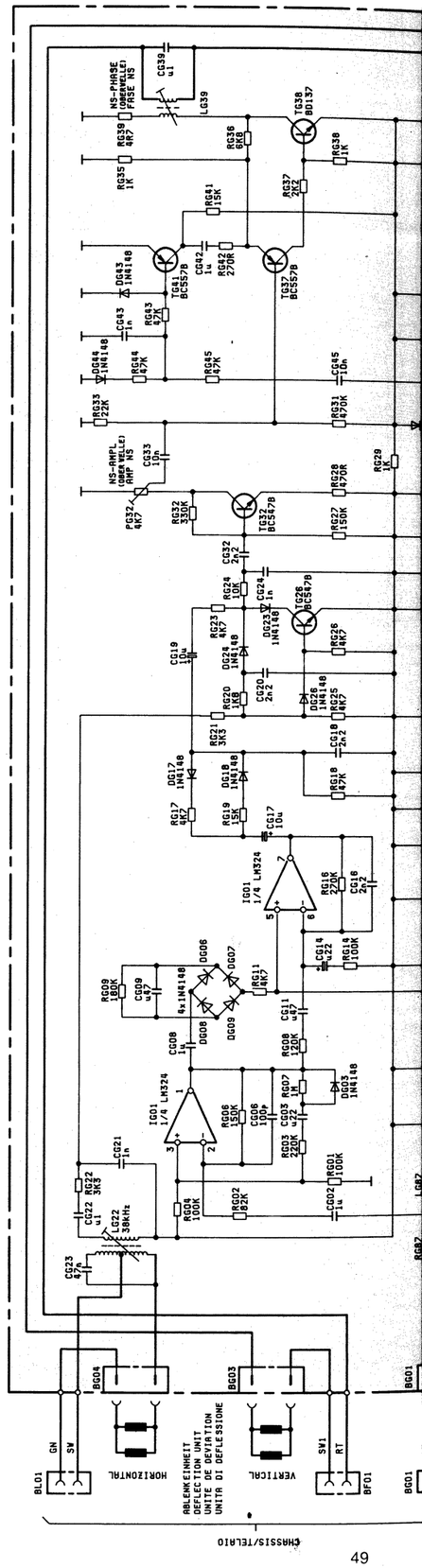
Scart-Anschlußplatte SCI 2020
Scart Interface
Platine prise péritélévision
Piastra presa peritelevisione



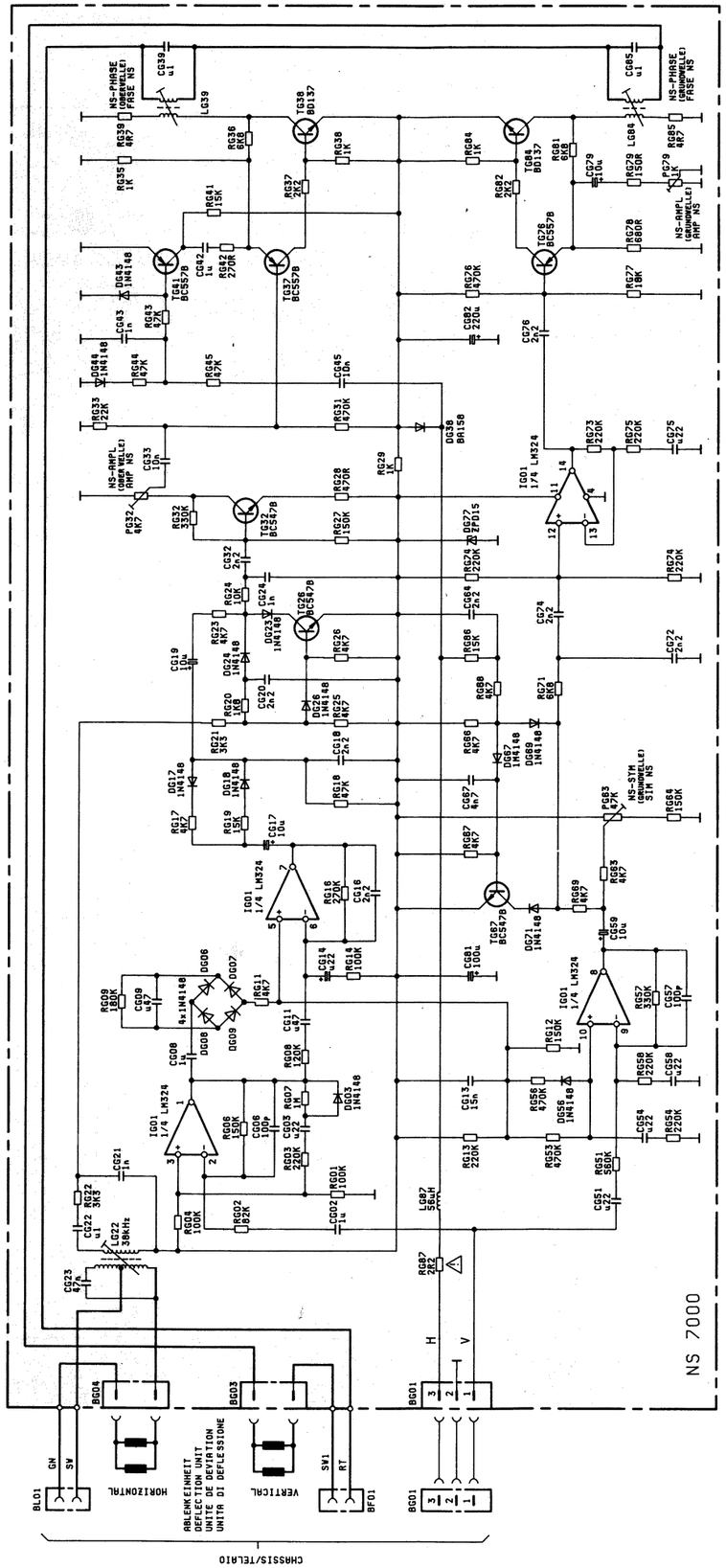
Ausführung der Schaltung für Geräte mit SVHS-Eingang in Verbindung mit DVT 2002 oder SCI 2020



Nord-Süd-Modul · North South Mod
Module Nord Sud · Modulo Nord Su

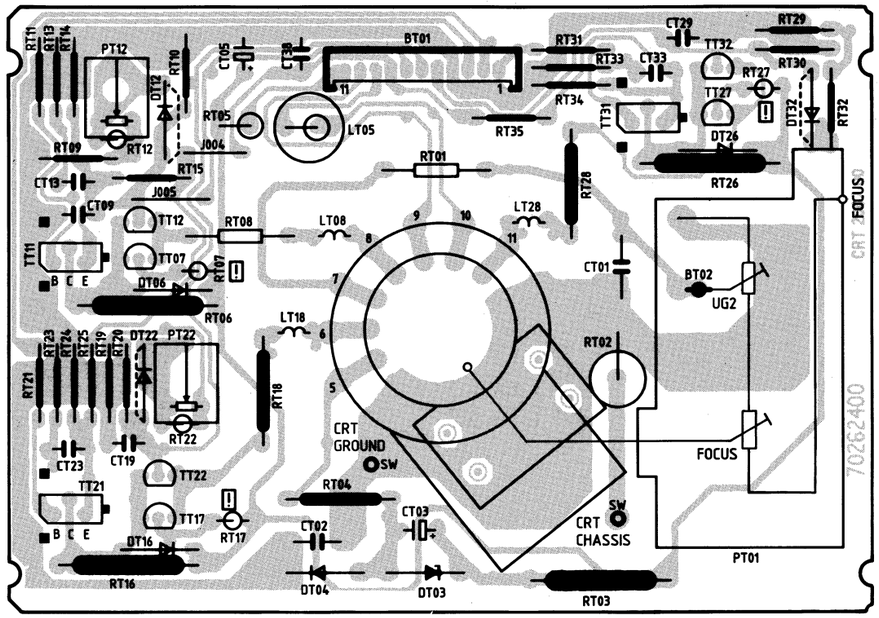


Nord-Süd-Modul · North South Module · Module Nord Sud · Modulo Nord Sud – NS 7000

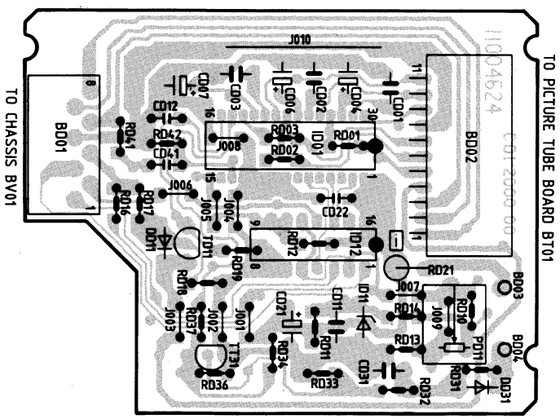


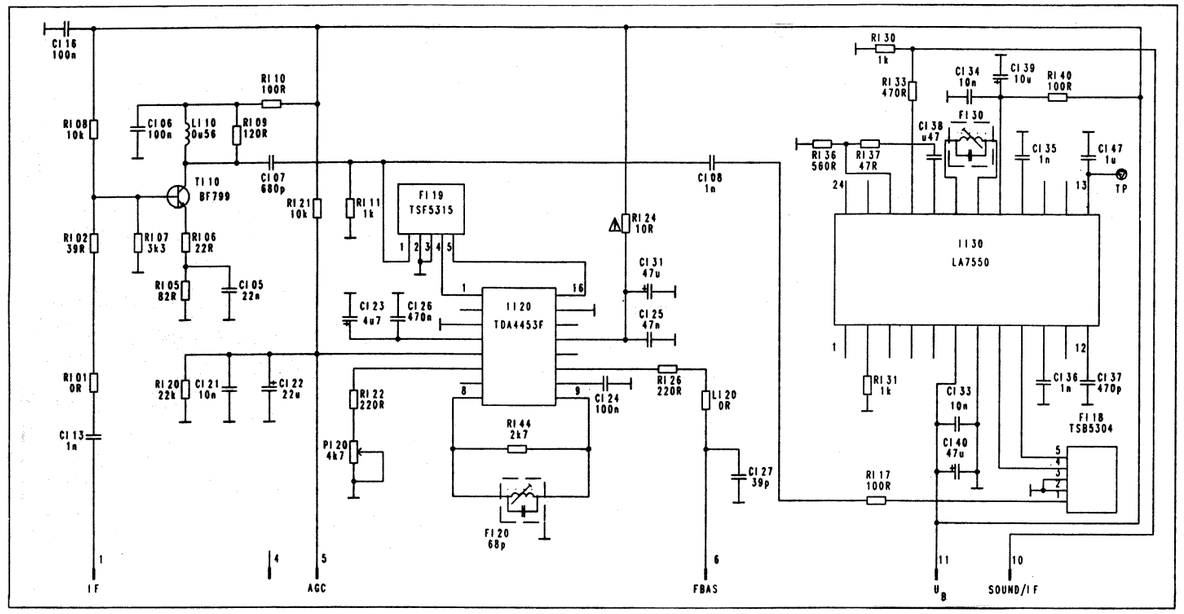
Bildröhrenplatte mit RGB-Endstufe · Picture tube board with RGB O/P stage · Platine tube image avec etage finale RVB · Basetta Cinescopio con stadio finale RVB

CRT 7000

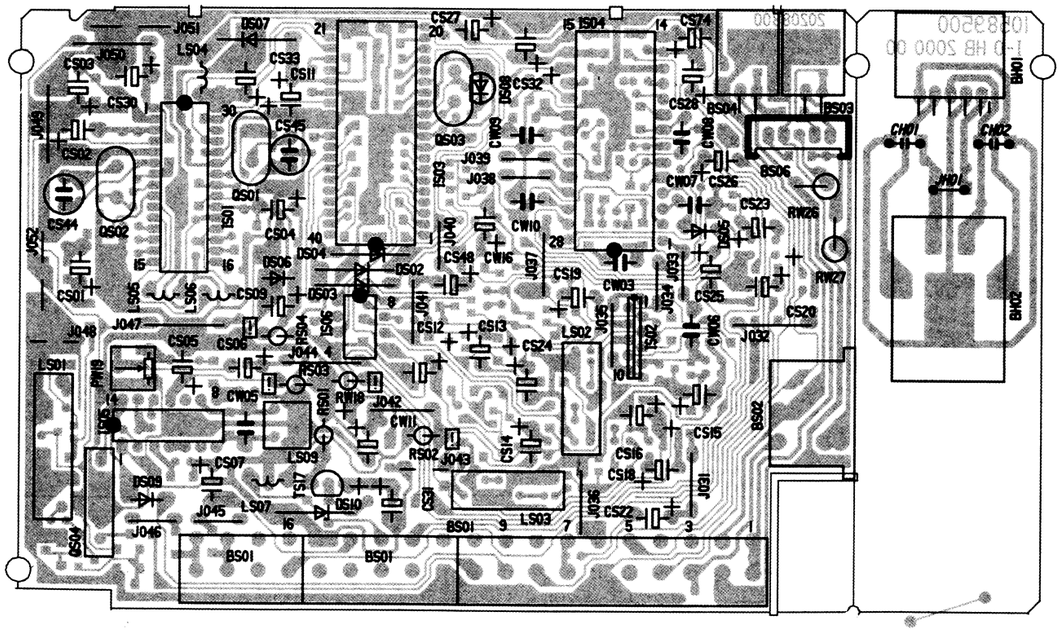


Cut Off Modul CDI 2000 · Módulo Cut OFF



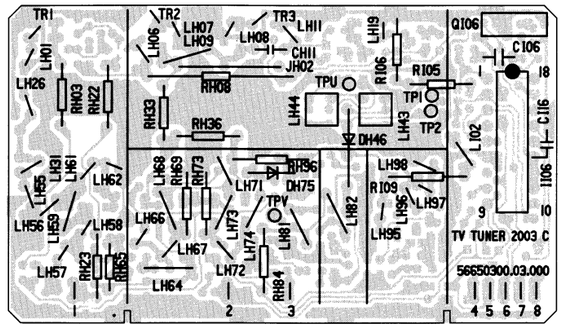


Ton-Baustein NICAM NI 2000
Audio Module
Module Son
Modulo Audio

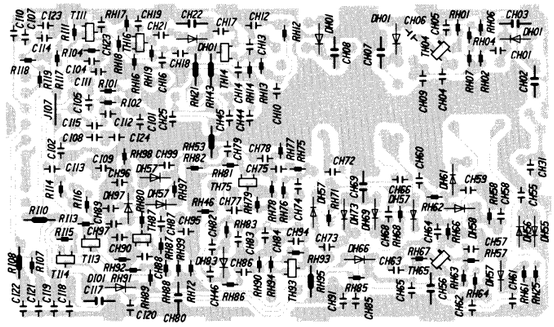


Ton-Baustein NICAM
Audio Module NICAM
Module Son NICAM
Modulo Audio NICAM
NI 2000

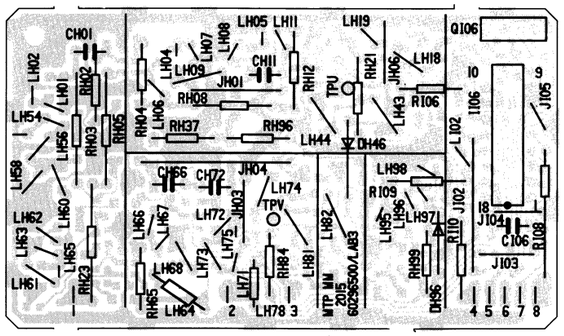
Tuner BG – 2003 C



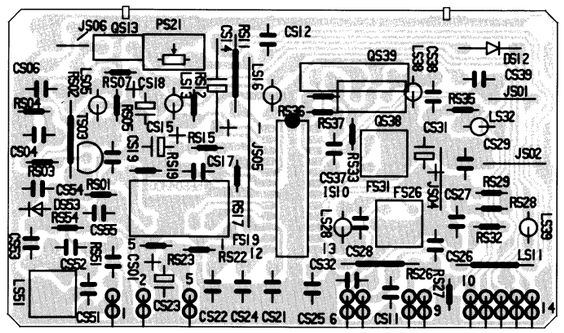
Lötseite · solder side · côté soudure · lato saldature



Tuner MM – 2015

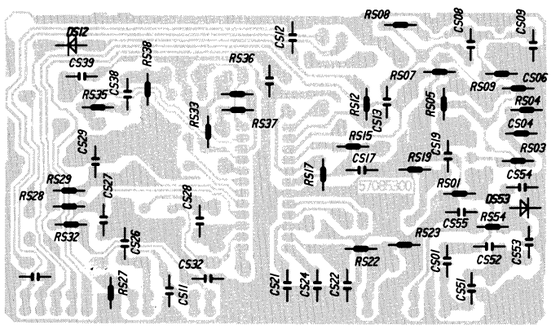


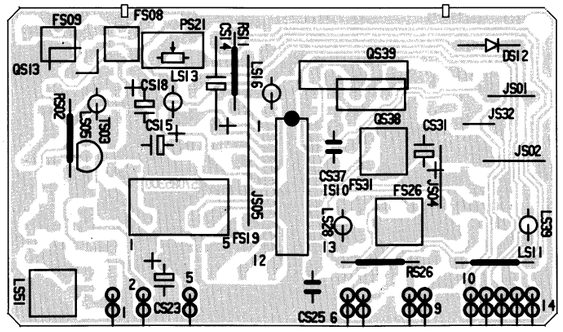
ZF-Verstärker IF 2100
IF Amplifier IF 2110
Amplificateur FI
Amplificatore FI



ZF-Verstärker IF 2109
IF Amplifier
Amplificateur FI
Amplificatore FI

Lötseite · solder side · côté soudure · lato saldature





Service-Einstellungen · Regolazioni di servizio · Service adjustments · Réglages de service

1 Chassis · Telaio · Chassis

Hauptspannung, Tensione principale, Principal voltage, Tension principale } Usyst. 154 V
1. ◑ ☼ min.
2. PP 52 → 154 ± 1 V

PF 11 — V-Ampl amp-vert — H-Ampl amp-orizz — PG 01

PG 04 — Q/W-Ampl amp-E/O — Q/W-Trapez trap-E/O — PG 06

PL 39 — H-Pos pos-orizz — V-Pos pos-vert — PF 04

LV 63; 5,5 MHz
Tonfalle · trapola tono · sound trap
1. Oscilloscop. → BE 01/pin 10
2. Schwarz/Weiß-Testbild (ohne Burst) · segnale bianco-nero (senza burst) · black + white signal (without burst)
3. LV 63 → 5,5 MHz min.

1 Chassis · Telaio · Chassis

PAL

PV 79 Spitzenweiß · bianco punte · peak white
1. Gittertestbild · segnale grata · grating testpattern
2. Oscilloscop. → Pin 3 Bildröhre · pin 3 cinescopio · pin 3 CRT
3. ☼ + ▭ → standard, ◑ → max.
4. PV 79 → 65 Vpp (ohne Austastimpulse · senza impulso · without blanking pulses)

PC 44, PAL-Amplitude · Amplitude PAL · LC 43 PAL-Phase · Fase PAL
1. Oscilloscop. → (F1) R-Y
2. Oscilloscop.: 2 Zeilen triggern · trig. 2 linea · trigger to 2 lines
3. PC 44/LC 43 wechselweise · alternativo · alternating → min. jitter

NTSC

LV 28 NTSC (3,58 MHz) Farbträger-Falle · trapola colore (3,58 MHz) · color carrier trap (3.58 MHz)
1. NTSC Farbbalken Testbild · segnale barre colore NTSC · NTSC color bare signal
2. Osci. → RV 28/LV 28
3. LV 28 → min.

Secam

LV 29 Secam Farbträger-Falle (4,25 MHZ) · trapola colore secam (4,25 MHz) · Secam color carrier trap (4.25 MHz)
1. Secam Testbild Weiß · segnale bianco · test picture white
2. Osci. → RV 28/LV 28
3. LV 29 → min.

LC 54 Ident. Secam
1. Secam Farbtestbild · segnale colore · color bare signal
2. Osci. → IV 01 Pin 23
3. LC 54 → max.

Secam

LC 13 B-Y/LC 17 R-Y Demodulator
1. Secam Farbtestbild · segnale colore · color bare signal
2. Osci. → IV 01 Pin 2
3. LC 17 → farbl. Balken auf Niveau von Austastlücke · barre senza colore sul livello del synchronisme · colorless bare to level of blanking interval
4. Osci. → IV 01/Pin 64
5. LC 13 → wie 3. · preciso 3. · like 3.

LC 23 Glockenfilter · filtro del campana · bell-filter
1. Secam Farbtestbild · segnale colore · color bare signal
2. Osci. → IV 01 Pin 18
3. LC 23 → Farbamplitude auf gleiches Niveau · ampl. colore livello uguale · color amplitudes to the same level

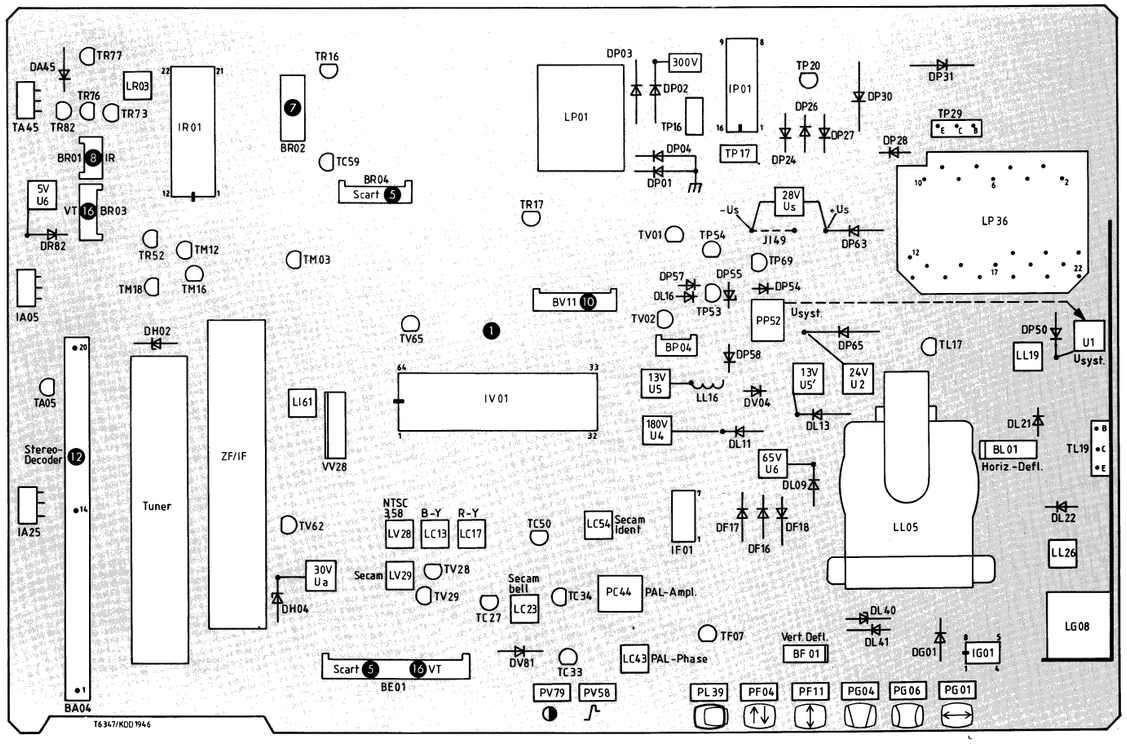
5 Bildröhrenplatte · piastra cinescopio · CRT-board

UG2 Schirmgitterspannung · tensione griglia schermo · screen grid voltage
1. HF-Testbild m. schw. Bildinhalt · HF imagine di controllo con contennto dell' imagine nero · IF-testpattern w. bl. pict. content
2. ◑ + ☼ → standard
3. UG2 → max.
4. Osci. → Coll. TT 11/TT 21/TT 31
5. Mit PT 01 Coll. m. höchster Spg. → 145 V (Schwarzschulter) · con PT 01 coll. con il massimo della tensione → 145 V (spalla hera) · adjust the coll. (porch) with the highest voltage → 145 V by PT 01.

Weißabgleich · aggustiamento bianco · white adjustment
1. Grautreppe einsp. · Introdure la scala grigia · feed in grey stage pattern
2. PT 12/PT 22 wechselweise · alternativo · alternating → Bild auf min. Farbstich · colore a livello minimo · to min. color shade

Service-Lageplan · posizione regulatori di servizio · Layout diagram · Disposition des régleurs

Chassis · Telaio



TECHNICAL SERVICE

DEUTSCHLAND

NORDMENDE GmbH
2800 **Bremen 44**
Technischer Kundendienst
Funkschneise 13
Tel.: 04 21 / 45 85-0

2000 **Hamburg 26**
Vertragskundendienst
UE-Service Neven GmbH
Eiffestraße 76
Tel.: 0 40 / 25 20 66

1000 **Berlin 31**
Niederlassung Berlin
Hohenzollerndamm 188
Tel.: 0 30 / 86 00 01-20 Vertrieb
-30 Kundend.

3000 **Hannover 1**
Vertragskundendienst
DW Service GmbH
Haltenhoffstraße 52 - 54
Tel.: 05 11 / 71 40 73

4300 **Essen 12**
Vertragskundendienst
Audio Video Service
F & G GmbH
Teilungsweg 29
Tel.: 02 01 / 33 33 34

6072 **Dreieich-Dreieichenhain**
Niederlassung Dreieich/Frankfurt
Heinrich-Hertz-Straße 3
Tel.: 0 61 03 / 89 96-22

3501 **Kassel-Fuldabrück 1**
Vertragskundendienst
Voigt & Co.
Ederweg 8
Tel.: 05 61 / 58 36 00

6800 **Mannheim 1**
Vertragskundendienst
Werner Busalt
U 6, Nr. 6
Tel.: 06 21 / 2 11 57

8500 **Nürnberg-Süd**
Vertragskundendienst
Mildner Elektrotechnik GmbH
Sperberstraße 47
Tel.: 09 11 / 44 99 60 / 40

8000 **München 46**
Niederlassung München
Heidemannstraße 166 c
Tel.: 0 89 / 31 88 09-10 Vertrieb
-21 Kundend.

7022 **Leinfelden-Echterdingen 2**
Vertragskundendienst
Wagner AV-Technik
Max-Eyth-Straße 3
Tel.: 07 11 / 7 99 84-18/21

O-2520 **Rostock 22**
Vertragskundendienst
HiFi-TV-Video GmbH Weigel & Co.
Stockholmer Straße 1 B
Tel.: 03 81 / 71 70 56

O-3018 **Magdeburg**
Vertragskundendienst
PGH Rundfunk und Fernsehen Nord
Kastanienstraße 39
Tel.: 03 91 / 22 34 41

O-5084 **Erfurt**
Vertragskundendienst
PGH Television
Spielbergtor 19
Tel.: 03 61 / 2 23 91

O-7010 **Leipzig**
Vertragskundendienst
Gehado-Service
Torgauer Straße 62
Tel.: 01 61 / 4 21 91 11

Dresden
Vertragskundendienst
RAFENA-Fernsehdienst
Dresdener Straße 42
O-8142 Radeberg
Tel.: 0 35 28 / 6 21 62

EUROPA

Andorra
AFE-IMPORT / ANDIMESA
4, Plaza d'Andorra
Andorra - La Vella

Belgien
RADELCO N.V.
Bredabaan, 960
B-2170 Merksem

England
NORDMENDE
In GB Nordmende is
distributed by Ferguson
P.O. Box 1140
Enfield
Middlesex
EN1 1NB

Frankreich
STEV (Service Télévision)
63 A, rue d'Illzach
F-68100 Mulhouse

Griechenland
TEVELLAS-NORDMENDE A.B.E.
Lamia National Road
GR-Athen

Irland
Consumer Electronics (IRL) Ltd.
16 Western Parkway Business Centre
Lower Ballymount Road
IRL-Dublin 12

Island
RADIO BUDIN
Skipholt, 19
105 Reykjavik

Italien
Thomson Consumer Electronics
Marketing Italia S.p.a.
Via L. da Vinci, 43
I-20090 Trezzano sul Naviglio (Mi)

Jugoslawien
Emona Commerce
Tozd Globus
Smartinska 130
YU-61000 Ljubljana

Kanarische Inseln/Spanien
COMERCIAL BOLSUR S.L.
Apartado 784
Santa Cruz de Tenerife
Islas Canarias/ESPANA

Luxemburg
Electro Zock-Sadler s.a.r.l.
rue de Bonnevoie, 87
1260 Luxembourg

Malta
Cutajar Ltd.
Aqueduct Street
Birkirkara

Niederlande
NORDMENDE Nederland B.V.
Gebouw „Ankesteyn"
Postbus 360
NL-1115 ZH Duivendrecht

Norwegen
Aktuell Norge A.S.
Bjørnsterne, Bjørnsongate 60
N-3044 Drammen

Österreich
Thomson Consumer Electronics
Austria Vertriebsges. m.b.H.
Erlachgasse 116
A-1100 Wien

Portugal
C.I.E.
CONST. CIV., IMP. E EXP., LDA
Rua Projectada a Rua 3,
Bloca A, 32 AIC
Urbanizacao da Matinha
P-1900 Lisboa

Schweden
SVENSKA NORDMENDE AB
Datavägen 43
S-43632 Askim

Schweiz
THOMSON Consumer Electronics
Marketing AG, Switzerland
Industriestr. 121
CH-4147 Aesch

Türkei
Bekoteknik Sanayi A. S.
Karaagac Cadd. 2/4
Sütlüce-Istanbul

Zypern
Moneta General Enterprises Ltd.
P.O. Box 3969
Nicosia, Zypern

ÜBERSEE

Ägypten
Salem Ouda Salem
NORDMENDE Service Center
56 b Damascus Street
Mohandesin City - Cairo

Algerien
E.N.A.P.E.M. (ex SONACAT)
Route de Sidi Moussa/
Dar El Beida
B.P. 149

Australien
NORDMENDE Australia Pty. Ltd.
181, Burwood Road, Hawthorn
Victoria 3122

Bahrain
M. A. Bushehri
P.O. Box 91, Manama

Hongkong
Forward Int' L. Corp. Ltd.
14/F Unit 1 - 3 Nathan Centre
580 Nathan Road, Kowlon

Indonesien
P.T. Alfa Intone Int' L. Ltd.
Jalan K. H. Hasyim Ashari No. 1 A
Jakarta-Pusat

Irak
Iraqi Trading Company
P.O. Box 17, Bagdad

Jordanien
Issa Murad & Sons Co.
Mezdar Street
P.O. Box 6549, AMMAN

Kenya
BS Mohindra & Co. Ltd.
Mfangano Street, Avon House
P.O. Box 41832, Nairobi

Kuwait
Maseelah Trading Comp. W.L.L.
Canada-Dry-Street
Shuwaikh Kuwait

Libanon
TELETRADE S.A.R.L.
516 Corniche du Fleuve
P.O. Box 11-0125
Beirut

Libyen
Electronic General Company
P.O. Box 1258
Tripoli (SPLAJ)

Malaysia
Wah Chang Int'l (Malaysia)
Corpn. Sdn. Bhd.
No. 51 Jalan SS 22/23
Damansara Jaya Town Centre
47400 P.J., Selangor

Neuseeland
Octavium Visual Sound
33 Constellation Drive
Mairangi Bay
P.O. Box 35156
Auckland 10

Nigeria
Weide & Co. Limited
Plot 2 - Block J. Isolo
Industrial Estate
P.O. Box 2391
Lagos

Oman
OHI - Oman Holding Int. Llc.
P.O. Box 889, Muscat

Pakistan
Associated Electronics Ltd.
7, Egerton Road
P.O. Box 353
Lahore

Reunion Island
WYN Electronic
98, Rue de la République
F-97463 Saint-Denis

Saudi-Arabien
MAHMOOD SALEH ABBAR
P.O. Box 461
Jeddah

Senegal
SOPROSEN
35, Rue Mohamed V/
Angle Jules Ferry
B.P. 1121
Dakar

Singapore
Forward International
Spore Pte. Ltd.
2 Leng Kee Road Blk A
Thye Hong Centre # 05-05
Singapore 0315

Sri Lanka
Shamim Group Limited
145, Kynsey Road
P.O. Box 1802
Colombo

Sudan
Sheet Metal Industries Ltd.
P.O. Box 112
Khartoum

Taiwan
Pai-Yuing Co. Ltd.
6th. Floor No. 148
Sung Kiang Road
Taipei

Thailand
Kai Kee Audio Co. Ltd.
108/9 Soi Chareon Vieng
New Road Bangkok 10500

Tunesien
Société Générale
d'Electronique
2, Rue Charles de Gaulle
Tunis

Uruguay
Plisol S.A.
Avda. D. Fernandez
Crespo 2117
Montevideo

Vereinigte Arabische Emirate
General Enterprises Company
P.O. Box 363, Dubai

Zimbabwe
HIRE-A-VISION (C.M.B.-HOLDINGS)
Service Center
Harare

NORDMENDE
THOMSON TECHNOLOGY

Änderungen vorbehalten · Con riserva di eventuali modifiche · Modification rights reserved · NORDMENDE GMBH · Postfach 44 85 08 · 2800 Bremen 44, Germany